RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

4. JAHRGANG **24** DEZEMBER 1955



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

Aus dem Inhalt

Titelbild:
Unser Titelbild zeigt einen Wickeltisch zum Umspulen von Magnettonbändern. Die 190-m-Bänder für das Aufsatzbandgerät »Toni« werden auf Kunststoffspulen gewickelt. Unser Bericht über die Herstellung von Magnettonträgern auf den Seiten 736 bis 738 dieses Heftes enthält interessante Einzelheiten über die Fertigung von Tonbändern im VEB Filmfabrik Agfa Wolfen. Aufnahme: Blunck

Die Rundfunkwellenausbreitung im November 1955

Mitteilung aus dem Observatorium Kühlungsborn, Meteorologischer und Hydrologischer Dienst der Deutschen Demokratischen Republik

Lang- und Mittelwellen

Für den Vormonat ist noch nachzutragen, daß am 29. 10. um 13.20 Uhr ein weiterer Mögel-Dellinger-Effekt und am Abend des 31. 10. eine stärkere Korpuskularstörung der tiefen Ionosphäre beobachtet wurden. In der ersten Hälfte des November war dann die nächtliche Lang- und Mittelwellenausbreitung im wesentlichen ungestört, obwohl die Sonnenaktivität nur vorübergehend leicht zurückging und bereits am 12./13. 11. mit Sonnenfleckenrelativzahlen um 130 einen neuen Höhepunkt erreichte. Diese relativ hohe Sonnenaktivität äußerte sich auch wieder im Auftreten zahlreicher Sonneneruptionseffekte: am 9. 11. um 14.20 Uhr, am 12. 11. um 12.28 Uhr, am 13. 11. um 11.55 Uhr, am 15. 11. um 13.52 Uhr und am 18. 11. um 9.39 Uhr.

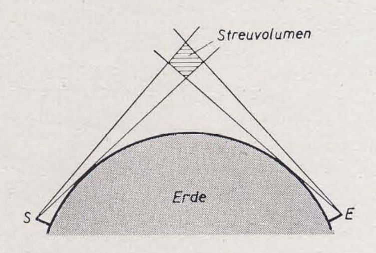
Kurz nach dem oben angegebenen Höhepunkt der Sonnenfleckenrelativzahl setzte ab 15. 11. eine Serie von Korpuskularstörungen ein, die — nach kurzer Unterbrechung am 17. 11. — ihren Höhepunkt am 20. 11. erreichte und dann sehr rasch wieder zurückging. Während dieser Störungsperiode war die nächtliche Raumstrahlungsausbreitung im Mittel- und Langwellenbereich häufig durch stark beschleunigte Fadingerscheinungen und zeitweise auch durch sehr schlechte Reflexionsbedingungen beeinträchtigt. Ab 21. 11. waren bis zum Tage der Abfassung dieses Berichtes (28. 11.) keine nennenswerten Störungen der Mittel- und Langwellenausbreitung mehr zu verzeichnen. *Spr.*

Ultrakurzwellen

Unter dem Einfluß eines osteuropäischen Hochdruckgebietes bildeten sich am Monatsanfang im Berichtsraum kräftige Inversionsschichten aus, die vom 1. bis 4. 11. einen guten Fernempfang ermöglichten. Weitere Empfangsspitzen konnten am 7., 12., 13. und 17. des Monats beobachtet werden. Im ganzen war der Monat durch zwei gegensätzliche Ausbreitungsperioden gekennzeichnet. Während in der ersten Monatshälfte die Fernempfangsbedingungen auch an den vorher nicht angeführten Tagen noch leicht übernormal waren, verschlechterten sie sich ab 15. 11. ständig. Die am Ostrand eines Hochdruckgebietes über Großbritannien bei uns einfließenden Meeresluftmassen führten insbesondere vom 22. bis 28. 11. zu stärker unternormalen Ausbreitungsverhältnissen. Kurzfristige Feldstärkeanstiege von einigen Stunden Dauer konnten den zunehmend winterlichen Bedingungen entsprechend aber auch in diesem Zeitraum im „präfrontalen" Absinkbereich vor Durchgang von Wetterfronten [vgl. RADIO UND FERNSEHEN Heft 6 (1955)] beobachtet werden.

Die Forschungsergebnisse auf dem Gebiet der Ultrakurzwellenausbreitung während der letzten Jahre haben gezeigt, daß auch in großen Entfernungen außerhalb der optischen Sicht noch ein relativ hohes permanentes Feld auftritt. So werden zum Beispiel am hiesigen Institut leistungsstarke UKW-Sender bis zu Entfernungen von 500 km bei allen Wetterlagen mit Hilfe von hochempfindlichen Empfängern beobachtet und angemessen. Auf die Bedeutung dieses Feldes für die Senderplanung wurde an dieser Stelle bereits mehrfach hingewiesen. Man hofft neuerdings aber auch, dieses Feld für den Ausbau von Richtfunkverbindungen, maximal bis 700 km, ausnutzen zu können. Nach jüngsten Berichten ist es bereits gelungen, unter Verwendung leistungsstarker Sender, großem Antennengewinn und hochempfindlicher Empfänger selbst die für Fernsehen und Trägerfrequenztelefonie erforderlichen großen Bandbreiten über mehr als 300 km sicher zu übertragen. Im Hinblick auf diese Entwicklung soll die Entstehung dieses Fernfeldes etwas näher erläutert werden.

Während für die nur sporadisch auftretenden Überreichweitenbedingungen, die auch mit normalen Empfangsgeräten einen Fernempfang über sehr große Strecken gestatten, besonders günstige Refraktions- und Reflexionsbedingungen in der Atmosphäre verantwortlich sind, wird das permanente Feld durch eine andere Eigenschaft der uns umgebenden Lufthülle hervorgerufen. Letztere befindet sich in einer ständigen horizontalen und vertikalen Durchmischung, als deren Folge sich sogenannte Turbulenzzellen ausbilden. Diese unterscheiden sich in ihrer Temperatur und ihrer Feuchte und damit auch in ihren dielektrischen Eigenschaften von ihrer Umgebung. Nach neueren Untersuchungen haben diese Zellen, die dem Auge normalerweise nicht sichtbar sind, eine räumliche Ausdehnung von einigen zehn bis zu wenigen hundert Metern. An ihnen findet eine allseitige Streuung der elektromagnetischen Energie statt, die somit, wenn die Streuung in größeren Höhen erfolgt, bis in große Entfernungen jenseits des optischen Horizontes übertragen werden kann. Eine ähnliche Erscheinung ist in der Streuung des Sonnenlichtes an den molekularen Dichtesprüngen der Atmosphäre, die Anlaß zu der diffusen Himmelsstrahlung gibt, bereits allgemein bekannt. Im Falle der ultrakurzen Wellen, die ja eine wesentlich niederfrequentere elektromagnetische Schwingung als das Licht darstellen, findet die diffuse Streuung an entsprechend größeren Inhomogenitäten statt. Man kann sich den Vorgang so veranschaulichen, daß man die Turbulenzzellen als in der Atmosphäre enthaltene Fremdkörper ansieht, deren Dielektrizitätskonstante gegenüber derjenigen der Luft um einen Bruchteil abweicht. Die durch das einfallende Feld in ihnen erzeugten dielektrischen Verschiebungsströme erzeugen ein elektrisches Moment, das heißt, die Turbulenzzellen wirken wie Elementardipole, die längs der einfallenden elektrischen Energie orientiert sind und die so zu Sekundärstrahlern werden. Das wirksame Streuvolumen der Atmosphäre befindet sich bei diesem Ausbreitungsmechanismus in direkter Sicht von Sende- und Empfangsantenne, wie unser Bild veranschaulicht.



Fernausbreitung durch Streuprozesse (S = Sender, E = Empfänger)

Verlag „Die Wirtschaft", Verlagsdirektor Heinz Friedrich
Chefredakteur: Rudolf Nehring, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22, Fernruf: 53 08 71, Fernschreiber 1448. Veröffentlicht unter Lizenznummer 4102 des Amtes für Literatur und Verlagswesen der Deutschen Demokratischen Republik. — **Anzeigenannahme:** Verlag „Die Wirtschaft", Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22, und alle Filialen der DEWAG-Werbung. Zur Zeit gültige Preisliste Nr. 1. — **Druck:** Tribüne-Verlag, Druckerei III, Leipzig III/18/36. — Nachdruck und Auszüge nur mit Quellenangabe gestattet. Alle weiteren Rechte vorbehalten. — Die Zeitschrift „Radio und Fernsehen" erscheint zweimal im Monat; Einzelheft 2,— DM. Bestellungen können bei den Postämtern der Deutschen Demokratischen Republik und der Bundesrepublik sowie Westberlins oder direkt beim Verlag abgegeben werden. Auslieferung für den Postbezug in der Bundesrepublik und Westberlin durch Helios-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141/157.
Zuschriften an Redaktion „Radio und Fernsehen", Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22.

RADIO UND FERNSEHEN

4. JAHRGANG 2. DEZEMBERHEFT 1955 NR. 24

Der zweite Fünfjahrplan beginnt

Die Entwicklung der Betriebe unseres Industriezweiges Radio- und Fernmeldetechnik, die im ersten Fünfjahrplan ständig aufwärts ging, zeigt, daß die Beschlüsse der Partei und die Maßnahmen unserer Regierung von den Werktätigen unserer Betriebe richtig verstanden und tatkräftig unterstützt worden sind. Viele Betriebe, die zu Beginn des ersten Fünfjahrplanes noch am Anfang ihres Aufbaues standen, teilweise noch die Organisation von Handwerksbetrieben aufwiesen und nicht in der Lage waren, den dringendsten Bedarf der Bevölkerung und Industrie zu decken, haben sich zu leistungsfähigen Industriebetrieben entwickelt, die heute nicht nur hochwertige Erzeugnisse zur Deckung des Bedarfs in unserer Deutschen Demokratischen Republik produzieren, sondern auch auf dem Weltmarkt anerkannt sind und ihre Erzeugnisse nach vielen Ländern exportieren. Diese Erfolge sind nicht zuletzt darauf zurückzuführen, daß besonders auf dem Gebiet des Rundfunks der technische Rückstand, gemessen am Weltstandard, aufgeholt wurde.

Neben der Verbesserung der Organisation in den Betrieben wurde gleichzeitig die Struktur unseres Industriezweiges so verändert, daß heute alle volkseigenen Betriebe der Rundfunk-, Fernseh- und Nachrichtentechnik in der Hauptverwaltung RFT des Ministeriums für Allgemeinen Maschinenbau zusammengefaßt sind. Dadurch wurde eine bessere Koordinierung und Lenkung erreicht. Die Ergebnisse des vergangenen Jahres zeigen, daß die strukturellen Veränderungen richtig waren und daß diese besonders von der technischen Seite noch weiter ausgebaut und verbessert werden müssen.

Bereits jetzt kann gesagt werden, daß die Werktätigen unseres Industriezweiges in diesem Jahr den Gesamtjahresplan mit 104 Prozent erfüllen werden und damit eine Steigerung von über 10 Prozent gegenüber 1954 erreicht wird. Die höchste Steigerung der Produktion wurde in der Vakuumtechnik und den rundfunk- und fernsehgerätebauenden Betrieben erreicht. Das betrifft besonders den Anteil der Konsumtionsgüter, die unserer Bevölkerung heute als formschöne und qualitätsmäßig hochwertige Geräte angeboten werden. Damit wird die Zielsetzung unserer Wirtschaftspläne, das soziale und kulturelle Niveau der Werktätigen zu heben, verwirklicht.

Trotzdem gibt es gerade in unserem Industriezweig noch eine Reihe von großen Aufgaben, die es jetzt mit aller Kraft zu lösen gilt. Im Vordergrund steht die Verwirklichung des „Planes der neuen Technik", der unter Mitwirkung der Arbeitskreise, der Chefkonstrukteure und des technisch-wissenschaftlichen Rates der Hauptverwaltung entstanden ist und der der Technik die Zielsetzung für die Zukunft gibt. Dieses Dokument ist die Grundlage für eine exakte Produktionsbereinigung in den Betrieben und legt die Spezialisierung der Produktion fest. Ausgehend davon sind die Schwerpunkte der Produktion festgelegt, die jetzt mechanisiert und automatisiert werden müssen, z. B. Einführung der Fließfertigung auf dem Gebiet der Elektronenröhren usw., Vollautomatisierung einiger Spezialgebiete unseres Industriezweiges. Ebenso sind Standardisierung und Normung eine vordringliche Aufgabe.

Der wichtigste Teil des Planes der neuen Technik legt die Richtung für die Modernisierung der Erzeugnisse selbst fest, für die Bauelementeindustrie beispielsweise das Verkleinern der Typen, die Erhöhung der Klimafestigkeit, größere Spannungsfestigkeit, erhöhte Betriebssicherheit und längere Lebensdauer.

Der Fernsprech- und Übertragungstechnik sind ebenfalls große Entwicklungs- und Produktionsaufgaben gestellt, um die Volkswirtschaft mit den modernsten Mitteln des Fernmeldewesens zu versorgen.

Die Rundfunktechnik hat Spitzensuper mit allem Komfort, wie Fernbedienung, Motorabstimmung, Zweikanalverstärker usw., Autosuper mit Einstellautomatik, mehrere Typen Koffergeräte und ein größeres Sortiment an Fernsehempfängern mit erhöhter Empfindlichkeit in die Produktion aufzunehmen.

Diese Beispiele sind ein kleiner Teilausschnitt der vor uns stehenden Aufgaben, die bereits zum „Tag der Planbereitschaft" Anfang dieses Monats mit den Werktätigen der Betriebe des Industriezweigs beraten worden sind. Die planmäßige Lösung derart umfassender technischer Aufgaben kann nur in einem Staat geschehen, der frei von einer konjunktur- und konkurrenzbedingten Wirtschaft ist.

Der Plan der neuen Technik unseres Industriezweiges wie auch die ökonomische Aufgabenstellung, die für das erste Jahr des zweiten Fünfjahrplanes 1956 eine weitere Steigerung der Produktion um 10 Prozent und der Arbeitsproduktivität um 14 Prozent gegenüber dem Jahre 1955 vorsieht, dient der weiteren Stärkung unseres Arbeiter- und-Bauern-Staates. Nun kommt es darauf an, in jedem Betrieb die Ergebnisse der vergangenen Periode auszuwerten, aus den gesammelten Erfahrungen und erkannten, noch vorhandenen Mängeln und Schwächen die richtigen Schlußfolgerungen zu ziehen und danach die Maßnahmen festzulegen, die gewährleisten, daß die von Partei und Regierung gestellten politischen und ökonomischen Aufgaben erfolgreich gelöst werden.

Rudolf Schmidt,
Leiter der Hauptverwaltung Radio- und Fernmeldetechnik

Nachrichten

● Am 14. September 1955 wurde in Sofia zwischen der Volksrepublik China und der Volksrepublik Bulgarien ein Abkommen über Post- und Fernmeldeverbindungen abgeschlossen.

● Die zur Leipziger Herbstmesse gezeigten neuen Supraphon-17-cm-Langspielplatten für 45 U/min sind nahezu unzerbrechlich und wiegen nur etwa 40 g. Ihre Wiedergabequalitäten entsprechen etwa denen der Langspielplatten für 33¹/₃ U/min. Die Spieldauer einer Plattenseite beträgt 5 bis 7 Minuten. Gegenüber den Normalplatten mit einem Mittelloch von 9 mm ∅ werden die neuen Platten mit einem solchen von 38 mm ∅ gefertigt. Beim Abspielen muß die zu jedem Supraphon-Koffer oder -Chassis gehörende Zusatzspindel auf die Plattentellerachse gesetzt werden. Der VEB Deutsche Schallplatten beabsichtigt im Jahre 1956 ebenfalls die Produktion von 17-cm-Langspielplatten für 45 U/min.

● Auf Einladung der British Broadcasting Corporation weilte kürzlich eine Delegation von Mitarbeitern des sowjetischen Rundfunks mit dem Stellvertreter des Ministers für Post- und Fernmeldewesen der UdSSR, S. W. Topuria an der Spitze, in London. Die sowjetischen Gäste nahmen Verbindung mit der britischen Rundfunkgesellschaft auf und machten sich mit der Arbeit in den Studios der BBC vertraut.

● Das neue Direktorium der Union des Foires International (Vereinigung der Internationalen Messen, UFI) wurde am 13. und 14. 10. 1955 auf einem außerordentlichen Kongreß der UFI in Paris gewählt. Zu den zwölf Räten des Direktoriums gehört zum ersten Male nach dem zweiten Weltkrieg auch wieder der Vertreter der Leipziger Messe. Der Kongreß gab außerdem die Zustimmung zur Neuaufnahme der Messen von Metz und Osaka.

● Ende Oktober eröffnete das Leipziger Messeamt auf dem Liebfrauenberg in Frankfurt am Main seine erste Zweigstelle in Westdeutschland. Hierdurch wird den zahlreichen Interessenten aus Westdeutschland die Verbindung mit dem Leipziger Messeamt noch weiter erleichtert.

● Großen Anklang fand der Großsuper „Stradivari" vom VEB Stern-Radio Rochlitz bei den tschechoslowakischen Käufern, der im Rahmen eines zusätzlichen Konsumgüteraustausches zwischen der CSR und der DDR in tschechoslowakischen Fachgeschäften angeboten wird. Demnächst werden auch die Mittelsuper „Paganini" sowie Fernsehempfänger vom Typ „Rembrandt" in der Tschechoslowakei in den Handel kommen.

● Zur Fernsehübertragung der Galavorstellung von Beethovens „Fidelio" anläßlich der Wiedereröffnung des Wiener Burgtheaters am 5. November stellte Telefunken der österreichischen Postverwaltung eine Dezimeterfunkstrecke zur Verfügung. Mit dieser Sendung begann der offizielle Fernsehstart in Österreich.

● Anläßlich der zweiten Vollversammlung der OIR, die im November in Leipzig abgehalten wurde, wählten die Vertreter aus insgesamt 20 Ländern das Präsidium des Verwaltungsrates für das Jahr 1956. Zum Präsidenten der OIR wurde der Vorsitzende des Staatlichen Rundfunkkomitees der CSR, Frantisek Necasek, gewählt. Vizepräsidenten sind der Programmdirektor des Finnischen Rundfunks, Rissanen, und der stellvertretende Vorsitzende des Rundfunkkomitees der Volksrepublik China, Wen Tse-tse.

● Die in unserer Nachrichtenspalte im Heft 22 (1955) veröffentlichte Mitteilung über Arbeiten im Institut für Werkstoffkunde und zerstörungsfreie Werkstoffprüfung an der Hochschule für Elektrotechnik, Ilmenau, enthält zu unserem Bedauern einige sinnentstellende Fehler. So ist lediglich beabsichtigt, zur Prüfung des Gefügebaus von Metallen und gewissen Umwandlungen das Echoimpulsverfahren zu benutzen, aber kein Ultraschallsichtverfahren. Ebenso beruht die Mitteilung von der Entwicklung eines Zusatzsichtgerätes auf einem Mißverständnis.



FRITZ FORNER

Die Herstellung von MAGNETTONTRÄGERN

Ein Bericht aus dem VEB Filmfabrik AGFA Wolfen

Ferromagnetische Tonträger

Der Grundgedanke für die magnetische Tonaufzeichnung ist seit etwa 60 Jahren bekannt. In den neunziger Jahren entwickelte der dänische Physiker Poulsen ein Verfahren, akustische Signale in Form magnetischer Remanenz auf hartmagnetischen Stahldrähten zu fixieren. 17 Jahre lang hatte Poulsen an seiner als „Telephonograph" bezeichneten und 1898 in Deutschland patentierten Erfindung gearbeitet. Die physikalischen Grundlagen des Verfahrens sollen hier nicht diskutiert werden. Der interessierte Leser findet sie in der angegebenen Literatur. Allerdings konnte sich das Drahttonverfahren zunächst nicht allgemein durchsetzen. Erst die Erfindung der Glühkatodenröhre (1916) ermöglichte den Aufbau der erforderlichen Verstärkungsorgane, die das Verfahren musikalisch verwertbar machten. Seitdem ist auf diesem Gebiete Beachtliches geleistet worden, und noch heute sind Drahttongeräte von großer Leistungsfähigkeit im Gebrauch.

Bild 1: In der sogenannten Filterdose wird die Cellitlösung von allen Unreinheiten befreit



Die unerwünschten Nebengeräusche sowie die unzureichende Wiedergabegüte der Poulsenschen Stahldrahtmaschinen befriedigten aber noch keineswegs. Ein entscheidender Schritt auf dem Wege zur hochwertigen magnetischen Tonaufzeichnung war der Übergang auf bandförmige Tonträger aus Kunststoff (Pfleumer 1928). Billigere Herstellung, leichtere Bedienung, die Möglichkeit, mehrere Tonspuren nebeneinander zu legen sind neben der verbesserten Wiedergabequalität einige der Vorteile des neuen Verfahrens.

Es ergaben sich von vornherein zwei Möglichkeiten für die Herstellung von Magnettonträgern aus Kunststoffbändern: Entweder man mischt das Ferromagnetikum dem Trägerstoff bei und erhält sogenannte Massebänder, oder es wird eine ferromagnetische Schicht auf eine Kunststoffolie aufgebracht, dann entstehen die sogenannten Schichtbänder. Beide Verfahren wurden erprobt, doch hat sich gezeigt, daß die Schichtbänder den gestellten Anforderungen besser entsprechen. Heute sind nur noch wenige Typen von Massebändern auf dem Markt.

Als Material für die Folie verwendet man gewöhnlich Azetylzellulose (Sicherheitsfilm) oder Polyvinylkunststoffe, neuerdings sind auch schon Folien aus Polyterephtalsäureester und anderen Kunststoffen hergestellt worden. Das Ferromagnetikum ist ein bestimmtes Eisenoxyd. Während früher zum Teil Bänder mit dem schwarzen Magnetit (Fe_3O_4) gefertigt wurden, hat sich heute fast ausschließlich das braune γ-Eisenoxyd (Fe_2O_3) durchgesetzt. Man unterscheidet dabei mehrere Arten mit verschiedenen ferromagnetischen Eigenschaften, die entweder durch Oxydation von Fe_3O_4 oder auf einem komplizierten Wege aus Eisenoxydhydraten hergestellt werden. In jedem Falle haben die verwendeten Eisenoxyde das Kristallgitter des Magnetits, ein inverses Spinellgitter.

Für die Herstellung der Folien kommen zwei grundsätzlich verschiedene Verfahren in Frage: Walzen oder Gießen. Die Polyvinylfolien werden gewalzt, die Azetylzellulosefolien gegossen.

Herstellung von Tonträgern aus Azetylzellulose

Im folgenden wird das Verfahren zur Herstellung von Tonträgern aus Azetylzellulose beschrieben. Azetylzellulose ist auch der Rohstoff für den Sicherheitsfilm. Es ist verständlich, daß bei den hohen Anforderungen, die an die Qualität des fertigen Produkts gestellt werden, bei der Auswahl und der Aufbereitung der Ausgangsmaterialien äußerste Sorgfalt aufgewendet werden muß.

Die Unterlage

Für die Herstellung der Unterlage wird Azetylzellulose in organischen Lösungsmitteln gelöst und im Laboratorium durch Löse- und Gießversuche ständig auf ihre Eignung kontrolliert. Neben einer besonderen Filterung (Bild 1) muß auch darauf geachtet werden, daß die Lösung gut entlüftet ist. Sie darf keinerlei Unreinheiten oder Bläschen enthalten. Sind diese Voraussetzungen erfüllt, wird sie in Vorratsbehälter gepumpt und aus diesen dann der Gießmaschine zugeleitet.

Die aktive Schicht

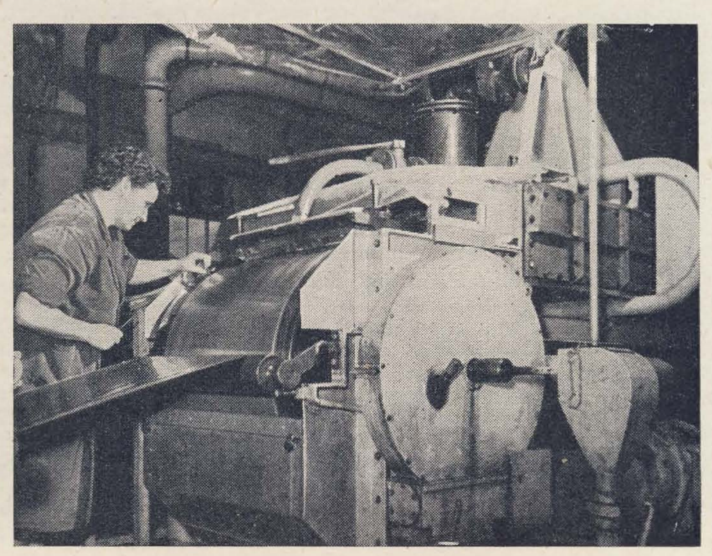
Der wichtigste Bestandteil der aktiven Schicht ist das Ferromagnetikum, in unserem Falle γ-Eisenoxyd. Wir nennen es der Einfachheit halber auch Magnetit, obwohl das chemisch nicht exakt ist.

Die Magnetitherstellung erfolgt in einem besonderen Betriebsteil. Ferrosulfat besonderer Reinheit wird in Wasser gelöst, das Eisen als Hydroxyd gefällt und mit einem Sauerstoffträger zu Fe_3O_4 oxydiert. Das schwarze Fällungsprodukt wird mehrmals ausgewaschen und dann in einem Infrarotofen geröstet, das heißt,

Bild 2: Am ballistischen Meßplatz werden die elektromagnetischen Eigenschaften von Magnetitproben untersucht. Hierzu gehören die Messung der Remanenz und der Koerzitivkraft



Bild 3: Die vordere Trommel mit dem Gießer für die Unterlage an der Gießmaschine. Die hier arbeitenden Kollegen müssen u. a. auf einen völlig gleichmäßigen Lauf des Metallbandes achten



zu braunem γ-Fe_2O_3, den sogenannten Schollen, aufoxydiert. Fällungs- und Rösttemperatur sind neben der Reinheit der Ausgangsstoffe für die magnetischen Eigenschaften des Magnetits maßgebend. Eine Kontrolle dieser Eigenschaften erfolgt an einem ballistischen Meßplatz (Bild 2).

Nachdem die in Glasröhrchen enthaltenen Magnetitproben in einer Feldspule magnetisiert sind, werden in einer Induktionsspule die Remanenz und die Koerzitivkraft mit Hilfe eines ballistischen Galvanometers gemessen. Zur Aufzeichnung der Hysteresisschleife steht eine mit Katodenstrahloszillograf ausgerüstete Apparatur zur Verfügung.

Im weiteren Fertigungsgang wird der Magnetit in Kugelmühlen unter Zusatz von Lösungsmitteln durch längeres Mahlen feinst dispergiert. Wenn die entnommenen Proben die geforderte Feinstdispersion zeigen, wird ein Bindemittel, in der Regel Wolle, zugesetzt, die Viskosität gemessen und auf bestimmte Werte eingestellt. Die fertige „Farbe" wird mehrmals filtriert, in Rührgefäße gepumpt und von da aus zur Gießmaschine geleitet. Durch die ständige Bewegung der Masse verhindert man ein Absetzen der winzigen Magnetitteilchen.

Der Guß

Erfordert schon die Zubereitung der Gießlösungen hohe Exaktheit und Gewissenhaftigkeit, so stellt das Gießen selbst höchste Anforderungen an die Präzision der Maschinen und an die Aufmerksamkeit und Zuverlässigkeit aller Beteiligten. Man muß sich einmal vor Augen halten, welche Ansprüche an die Genauigkeit der Arbeit hier gestellt werden. Die Dicke der Unterlagenfolie beträgt etwa 40 Tausendstel Millimeter, das sind 40 μ, die der aktiven Schicht etwa 12 Tausendstel Millimeter, also 12 μ. Und diese Dicke muß mit einer Genauigkeit von $\pm 1\,\mu$ (ein Tausendstel Millimeter) gehalten werden!

Die Gießmaschinen für Magnettonbänder (Bild 4) wurden in Anlehnung an die beim Guß fotografischer Filme verwandten Maschinen konstruiert. Endlose, 61 cm breite Metallbänder laufen über zwei Trommeln, gestützt von einer Reihe von Walzen. An die Gleichmäßigkeit der Dicke und der Oberfläche dieser Bänder müssen höchste Anforderungen gestellt werden, denn von ihr hängen die Eigenschaften des Tonträgers sehr wesentlich ab.

Auf dem Scheitelpunkt der vorderen Trommel steht der „Gießer" (Bild 3) für die Unterlage. Aus diesen Gefäßen mit trapezförmigem Querschnitt fließt die Gießlösung auf das Band. Die untere Gießerkante ist neben der Oberfläche des Kupfer- oder Nickelbandes das wichtigste formgebende Element der Fabrikation. Nur ihre absolute Linearität und Unversehrtheit garantieren einen einwandfreien Guß.

Die Gießlösung hat etwa die Konsistenz von dickflüssigem Honig und bildet auf dem Gießband einen Flüssigkeitsfilm. Das Gießband ist von einem Schacht umgeben, durch den trockene, warme Luft strömt. Die Lösungsmittel werden zum großen Teil von diesem Luftstrom aufgenommen, der nach mehreren Metern abgesaugt wird. An dieser Stelle ist die Unterlage so trocken geworden, daß man nun die „Farbschicht" mit einem zweiten Gießer auftragen kann. Wieder bildet sich ein Flüssigkeitsfilm, der in gleicher Weise getrocknet wird. Nach nahezu einem vollen Bandumlauf wird der Guß vom Gießband abgezogen, durch einen Nachtrockenschrank geführt und anschließend auf einen Holzkern gewickelt.

Die wertvollen, von der Trockenluft aufgenommenen Lösungsmittel können nicht einfach in die Außenluft geblasen werden. Man leitet die Luft zur Rückgewinnung der Lösungsmittel durch mit A-Kohle gefüllte Adsorber (Bild 5). A-Kohle nimmt die Lösungsmittel begierig auf. Nach einigen Stunden werden andere Adsorber eingeschaltet, und die beladene A-Kohle der zuerst verwendeten Adsorber wird mit Wasserdampf von den adsorbierten Lösungsmitteln befreit. Dieses Gemisch aus Lösungsmitteln und Wasserdampf verflüssigt in einem Kondensator und gelangt über einen Sammelbehälter zur Rektifikation. Nach dem Trocknen und Abkühlen sind die Adsorber wieder einsatzbereit. Auf diese Weise kann man durchschnittlich 75% Azeton und 50% Alkohol für die Produktion zurückgewinnen.

Die Aufarbeitung

Die an der Gießmaschine aufgewickelte, etwa 1000 m lange Bahn wird in den Schneideraum transportiert und dort zunächst in Blöcke zertrennt. Gleichzeitig erfolgt der Aufdruck der Fabrikationsnummer, der Firmen- und Typenbezeichnung auf der Bandrückseite (Bild 6). Die Blöcke werden dann auf der „Bändchenmaschine" (Bild 7) durch rotierende Messer in 6,3 mm breite Rollen geteilt und von den geschickten, flinken Händen der Kolleginnen getrennt. Nun kommen diese 1000-m-Rollen auf Pappringe von 6,3 mm Breite in die Wickelei, wo sie auf dem „Wickeltisch" umgespult werden (siehe Titelbild). Beim Umspulen erhält der Bandwickel seine endgültige Form. Anfang und Ende eines jeden Bandes sind durch farbige Vorspannbänder gekennzeichnet (grün für Bandanfang und rot für Bandende). Die 1000-m-Bänder für die großen Studiogeräte mit einer Bandgeschwindigkeit von 76,2 oder 38,1 cm/s werden auf einen Metallkern gewickelt, während man für die 500-m-, 350-m- oder 190-m-Bänder für Heimtonbandgeräte mit Geschwindigkeiten von 19,05 oder 9,5 cm/s Kunststoffspulen verwendet.

Der VEB Filmfabrik AGFA Wolfen stellt zwei Arten von Magnettonbändern her: „Typ C" und „Typ CH"[1]. „Typ C" ist für Geräte mit einer Laufgeschwindigkeit von 76,2 cm/s, also be-

[1] Siehe auch den Beitrag „Über die Verwendung der Agfa-Magnettonbänder Typ C und Typ CH" von Dr. K. A. Mittelstraß in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 9 (1954) S. 273.

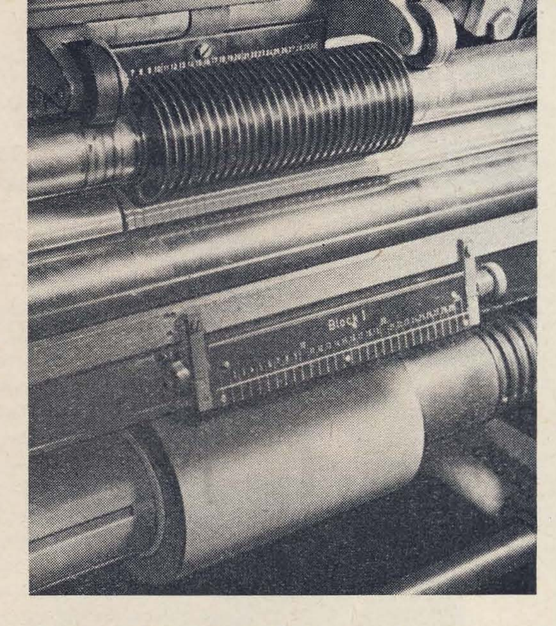


Bild 7: Mit Hilfe rotierender Messer wird jeder Block an der Bändchenmaschine in 30 Tonbandrollen zerteilt

Bild 6: Die Blockschneidemaschine zertrennt die an der Gießmaschine aufgewickelten Rollen zunächst in drei einzelne Blöcke ↓

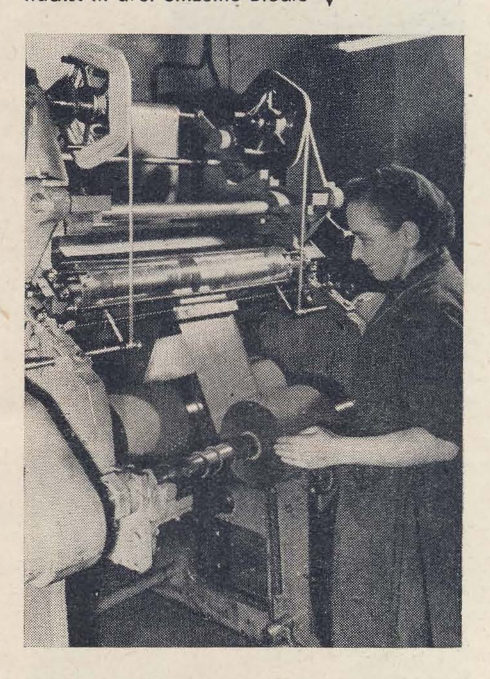


Bild 4: Eine Gießmaschine im VEB Agfa Wolfen. Im Vordergrund sehen wir den Nachtrockenschrank, davor ist die Aufwickelvorrichtung für den fertigen Tonträger zu erkennen

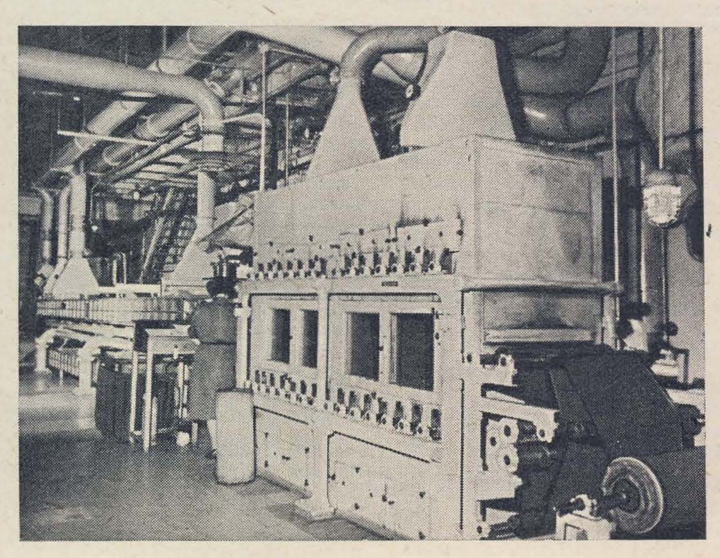
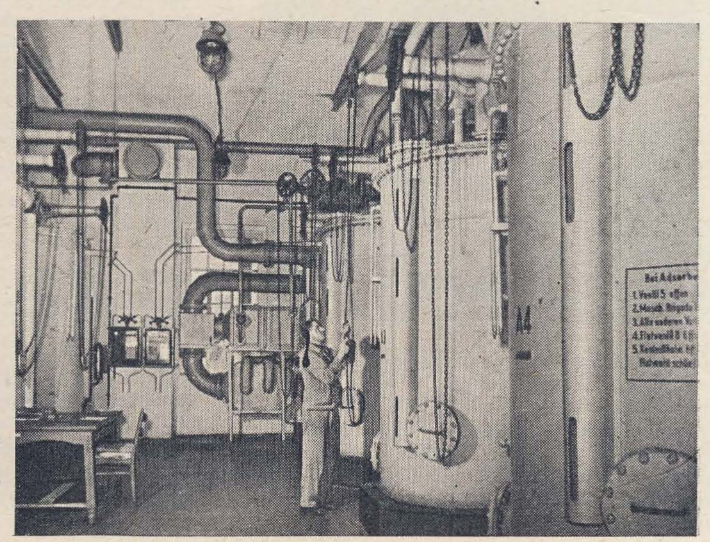


Bild 5: Ein wichtiger Betriebsteil in der Magnettonbandfertigung ist die Rückgewinnungsanlage. Sie dient zur Rückgewinnung eines großen Prozentsatzes der von der Trockenluft aufgenommenen Lösungsmittel



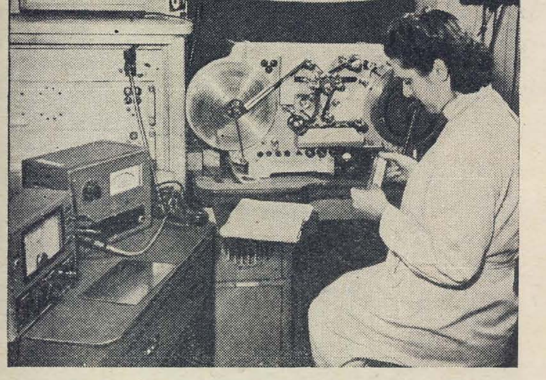


Bild 8: Meßplatz für die Prüfung von Magnettonfilm in der Filmfabrik Agfa Wolfen

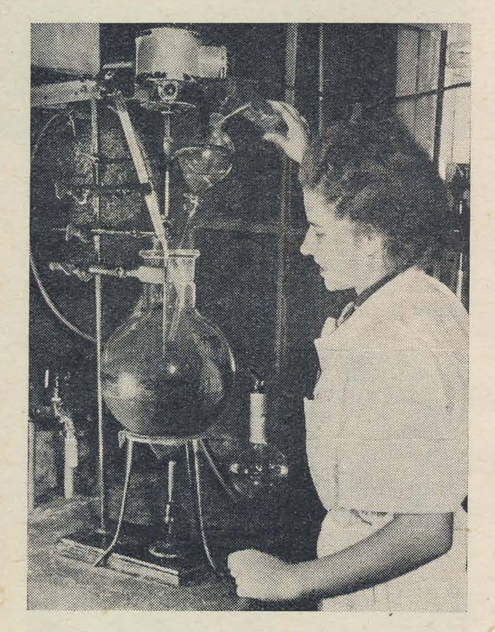


Bild 9: Die Werkstoffprüfung ist für den Produktionsprozeß von besonderer Bedeutung. Unser Bild zeigt den Laboratoriumsansatz einer Magnetitfällung



Bild 10: Endprüfung der Tonbänder am automatischen Prüfstand. An diesem Meßplatz, der einen Tonfrequenzgenerator, Aufsprech- und Wiedergabeverstärker sowie verschiedene Dämpfungsglieder und Filter enthält, werden u. a. die Empfindlichkeit, der Frequenzgang, die Ruhedynamik, der Gleichfeldrauschspannungsabstand und die Klirrdämpfung gemessen

sonders als Band für den Studiobetrieb geeignet. Aber auch die Heimtonbandgeräte Typ BG 19—1, BG 19—2, MTG 19, MTG 20, MTG 21 und das Aufsatzbandgerät „Toni" sind noch auf C-Band eingestellt. Typ „CH" ist ein hartmagnetisches Band für Heimtongeräte mit der Bandgeschwindigkeit von 19,05 cm/s. Es kann aber auch im Studiobetrieb auf Geräten mit der Bandgeschwindigkeit 38,1 cm/s verwendet werden. Für Sonderzwecke ist das Band auch in einigen anderen Formaten zu beziehen, so in Breiten von 58, 19, 12,5 und 3,5 cm.

Außer Magnettonband fertigt die Filmfabrik AGFA Wolfen noch Magnettonfilm und Vorspannband. Der Magnettonfilm wird bei der Filmaufnahmetechnik verwendet. Tonfilmaufnahmen werden zunächst auf Tonband aufgenommen und dann zur Synchronisation auf Magnettonfilm übertragen. Dieser „Film" ist 35 mm breit, mit „Magnetit" beschichtet und perforiert wie Kinofilm, die Gesamtdicke beträgt je nach Typ 100 bis 120 μ.

Die Produktionskontrolle

Alle wesentlichen an die Magnettonbänder gestellten Anforderungen sind aus der Tabelle mit den technischen Daten zu ersehen. Für die Produktion sind umfangreiche Prüfeinrichtungen notwendig.

Die ersten Prüfungen auf gleichmäßige Dicke der Schicht und der Unterlage erfolgen bereits im Gießraum. Für die weitere Überwachung ist zunächst das Betriebslabor zuständig. Hier werden die Rohstoffe untersucht, es werden Versuchsansätze (Bild 9) für Magnetit und Versuchsgüsse hergestellt, der Magnetit wird magnetisch geprüft und schließlich das fertige Band einer Reihe von Prüfungen unterzogen.

Für die Güteprüfung, von der die Freigabe für den Verkauf abhängt, besteht eine besondere Prüfstelle, in der das Band entsprechend den Beanspruchungen, denen es beim Verbraucher ausgesetzt ist, sorgfältig gemessen wird. Sämtliche nach den technischen Lieferbedingungen erforderlichen elektroakustischen Daten werden an einem Spezialmeßplatz bestimmt und teilweise von einem Pegelschreiber registriert. Daneben erfolgt nochmals eine Dickenkontrolle, Messung der Haftfestigkeit und des Abriebs sowie der Dehnung und der Stoßbelastung.

Ein den Praktiker besonders interessierendes Problem ist die Schleifwirkung der Bänder, die die Tonköpfe vorzeitig „auffrißt". Sie ist mit der Verwendung von Eisenoxydpulver als Ferromagnetikum naturgemäß verbunden. Auch diese Schleifwirkung wird ständig überwacht und darf einen bestimmten Wert nicht überschreiten. Der Prüfstelle ist ein Forschungs- und Entwicklungslabor angeschlossen, in dem an der ständigen Verbesserung und Weiterentwicklung der Tonbänder gearbeitet wird.

Aufgaben der Zukunft

Die Entwicklung auf dem Gebiete der magnetischen Tonaufzeichnung geht in raschem Tempo weiter. Eine dringende Aufgabe der nächsten Zukunft ist die Schaffung von Hochleistungsbändern für Studiomaschinen mit der Bandgeschwindigkeit 38,1 cm/s, zum anderen für Heimtonbandgeräte mit kleinen Bandgeschwindigkeiten. Der Bedarf an Bändern und Folien für die Maschinentechnik, zum Aufzeichnen von Steuersignalen, zur Überwachung technischer Prozesse wächst stetig. Ein ganz neues Aufgabengebiet erschließt sich dem Magnettonverfahren bei der magnetischen Aufzeichnung von Lichtsignalen für die Fernsehtechnik. Höchste Steigerung des Frequenzganges bei gleichzeitiger starker Erhöhung der mechanischen Festigkeit sind die Forderungen an einen Magnettonträger für diese Zwecke. Umfangreiche wissenschaftliche Arbeiten und technischer Erfindergeist werden notwendig sein, um die großen Zukunftsaufgaben auf diesem Gebiete zu meistern.

Literatur

Sutaner, Schallplatte und Tonband, Fachbuchverlag, Leipzig 1954.

Poulsen, Das Telegraphon, Annalen der Physik 1900, S. 754.

Lübeck, Heinz, Magnetische Aufzeichnung mit Filmen und Ringköpfen, Akustische Zeitschrift Nr. 6 (1937).

Müller-Ernesti, Das Magnetophon, Funk Nr. 13 (1939) S. 349.

Braunmühl und Weber, Das verbesserte Magnettonverfahren, Zeitschrift VDI (1941) S. 628.

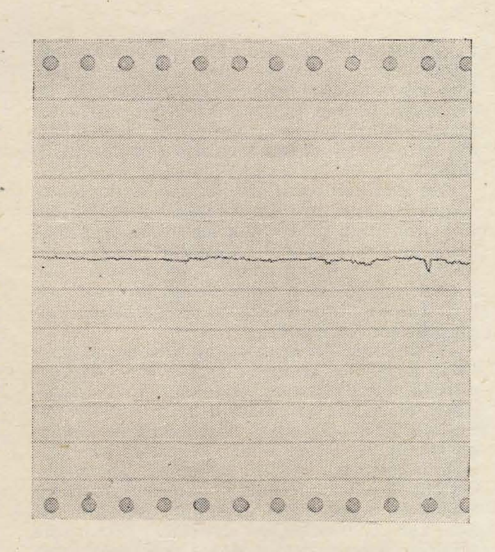


Bild 11: Registrierstreifen von der Gleichmäßigkeitsmessung eines Tonbandes mit der Frequenz von 1000 Hz

Das Magnetophon und seine physikalischen Grundlagen, Funkschau Nr. 4 (1949) S. 59 und Nr. 5 (1949) S. 90.

Dr. Mittelstraß, Das Magnettonbandverfahren, Filmfabrik Agfa Wolfen, Wolfen, Kreis Bitterfeld.

Kluth, Heinrich, Tönende Schrift, Radio-Praktiker-Bücherei Band 57, Franzis-Verlag, München.

Mechanische und elektroakustische Daten der Agfa-Magnettonbänder

Die elektroakustischen Eigenschaften wurden auf einem Saja-Gerät Typ SJ 100 (Bandgeschwindigkeit 76,2 cm/s) bei der in Studios üblichen Vormagnetisierung von 15 mA und einem Sprechstrom von 5 mA ermittelt.

		Typ C	Typ CH
Breite	mm	6,25 ± 0,05	6,25 ± 0,05
Elastische Dehnung gemessen an 100 cm Band bei Belastung mit 1 kg nach 1 Min.	%	1,2	1,2
Plastische Dehnung	%	0,1	0,1
Zerreißfestigkeit	kg	3	3
Empfindlichkeit bei 1000 Hz gegen Bezugsband 76	db	0 ± 2	+6 ± 2
Frequenzgang 10000 Hz gegen 1000 Hz bei normgerechter Entzerrung	db	0	+3¹)
Löschdämpfung gemessen mit einem 1000-Hz-Ton	db	77	70
Kopierdämpfung gemessen mit einem 1000-Hz-Ton nach einer Kopierzeit von 24 Std.	db	50	53
Ruhegeräuschspannungsabstand	db	66	66
Gleichfeldrauschspannungsabstand	db	34	37
Vormagnetisierungsstrom für maximale Empfindlichkeit	mA	6	11

Die Magnettonbänder müssen bei Temperaturen von 10 bis 20° C und bei einer Raumfeuchtigkeit von 50 bis 60 % gelagert werden. Bei der Lagerung in sehr trockenen Räumen mit wesentlich höheren Temperaturen verändern sich die magnetischen und elektrischen Eigenschaften der Tonbänder unzulässig, wogegen eine Aufbewahrung in kühlen, feuchten Räumen weniger schädlich wirkt.

¹) Frequenzgang (10000 Hz gegen 333 Hz) des Magnettonbandes Typ CH bei der Bandgeschwindigkeit 19,05 cm/s gegenüber Typ C: + 15 db.

Dipl.-Phys. A. HERRMANN

Ein Steuergerät zur Aussendung der Normalfrequenzen von 440 Hz und 1000 Hz

Mitteilung aus dem Deutschen Amt für Maß und Gewicht

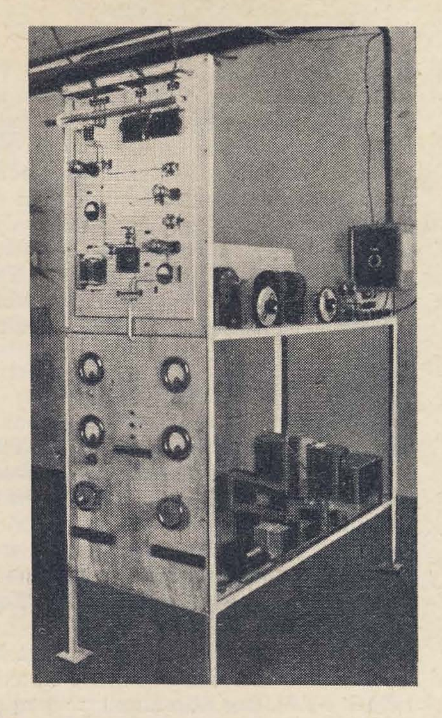


Bild 1: Steuergerät der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt für 440 Hz und 1000 Hz (1939–1945)

Das genaue Messen von Frequenzen bildet eine unentbehrliche Grundlage für viele Gebiete der heutigen Technik, insbesondere der Nachrichten- und Hochfrequenztechnik, sowie für viele wissenschaftliche Zwecke. In ihrer Eigenschaft als Oberbehörde für das physikalisch-technische Meßwesen war es deshalb eine der Hauptaufgaben der früheren Physikalisch-Technischen Reichsanstalt (PTR) in Berlin-Charlottenburg, eine Frequenzskala aufzustellen und diese mit Hilfe zuverlässiger Normale festzulegen. Dank der Entwicklung von Quarzuhren durch A. Scheibe und U. Adelsberger war es ab 1932 möglich, Normalfrequenzen — meist handelte es sich um die 1-kHz- und 10-kHz-Frequenzen — mit der außerordentlich hohen absoluten Genauigkeit von $\pm 2 \cdot 10^{-8}$ ihres Wertes wissenschaftlichen Instituten, Postbehörden und Prüflaboratorien von Firmen in Berlin über Telefonkabel ständig zur Verfügung zu stellen.

Wenn auch die genannte hohe absolute Genauigkeit für viele Meßzwecke nicht erforderlich war, so wurde beim Messen und Prüfen doch gern auf diese Normalfrequenzen zurückgegriffen, da sie infolge des Dauerbetriebes der Quarzuhren ständig zur Verfügung standen und die Aufrechterhaltung eigener Frequenzanlagen minderer Genauigkeit überflüssig machten. Infolge des Bedarfes an Normalfrequenzen von interessierten Stellen außerhalb Berlins wurden von Februar 1939 bis April 1945 die Normalfrequenzen von 440 Hz und 1000 Hz über den Deutschlandsender ausgestrahlt (A. Herrmann: Über Normalstimmton und Normalfrequenz, Wissenschaftliche Annalen, 3. Jg., 1954, S. 801).

Das Deutsche Amt für Maß und Gewicht (DAMG), das die Nachfolge der PTR in der Deutschen Demokratischen Republik antrat, hat inzwischen wieder drei Quarzuhren, sowie auch die Einrichtungen zur Abgabe der beiden genannten Normalfrequenzen gebaut.

In dieser Mitteilung wird die Konstruktion des neuen Steuergerätes dieses Amtes beschrieben, außerdem wird ein Rückblick auf das entsprechende Gerät der PTR für die Aussendung der beiden Normalfrequenzen und auf die damit erzielten Ergebnisse gegeben.

Das PTR-Steuergerät

Im Jahr 1939 hat U. Adelsberger in der PTR ein Gerät für die Aussendung der Normalfrequenzen von 440 Hz und 1000 Hz entwickelt und in einer Veröffentlichung „Das Steuergerät für die Aussendung von Normalfrequenzen über den Deutschlandsender" (Hochfrequenztechnik und Elektroakustik, Bd. 53, 1939, S. 146) ausführlich beschrieben. Zur Orientierung sei hier ein kurzer Hinweis auf die technische Ausführung der Apparatur gegeben; das Schaltprinzip wird bei der Schilderung des DAMG-Steuergerätes mitbehandelt.

Die im Bild 1 wiedergegebene Anordnung gliedert sich in drei Hauptteile:

1. Der 1000-Hz-Teil mit Vor- und Leistungsverstärker sowie Siebkreis ist auf der oberen senkrechten Platte montiert. Man erkennt rechts oben die Eingänge für die 1000-Hz-Frequenz von der Hauptquarzuhr und von der Ersatzuhr sowie links oben den Ausgang.

2. Der Teil zur Erzeugung des Kammertones von 440 Hz befindet sich auf der oberen waagerechten Platte. Es wird hier besonders auf die im Bild sichtbaren großen Luftspulen für die Siebkreise des 11000-Hz-Teiles hingewiesen. Auch für die Frequenzteilung von 11000 Hz auf 440 Hz wurde diese Art von Spulen auf Grund der Erfahrungen mit den Spulen für die Frequenzteilungsstufen der Quarzuhren der PTR und infolge der damaligen technischen Möglichkeiten verwendet. Neben einigen anderen schaltungstechnischen Maßnahmen bewirkten vor allem die Eigenschaften dieser Spulen, daß der Synchronismus der Frequenzteilungsstufe viele Monate hindurch im Dauerbetrieb des Gerätes erhalten blieb. (Die Abschirmkappen der einzelnen Teile wurden bei dieser Aufnahme entfernt.)

3. Die Energieversorgung mit Netzanschluß über Gleichrichter für Anoden-, Heiz- und Gitterspannung und die entsprechenden Filter sowie die Bedienungstafel mit Meßinstrumenten und Regeleinrichtungen sind im unteren Teil der Anlage angeordnet.

Die von diesem Steuergerät mit Hilfe der 1-kHz-Frequenz einer Quarzuhr der PTR gelieferten beiden Frequenzen wurden von Februar 1939 bis April 1945 werktäglich für einige Minuten über den Deutschlandsender ausgestrahlt. Bild 2 zeigt die Abweichungen vom Sollwert der 1-kHz-Normalfrequenz in 10^{-9} in den Jahren 1940 bis 1944. Dieselben Abweichungen gelten auch für die ausgestrahlte Frequenz des Kammertones. Als wenige Tage vor der Kapitulation von Berlin die letzte Aussendung erfolgte, waren in den vorangegangenen sechs Jahren diese beiden Frequenzen, abgesehen von wenigen „Herausfallern", höchstens bis zu $\pm 3 \cdot 10^{-8}$ vom absoluten Betrag ihres Sollwertes abgewichen. Das ist um so be-

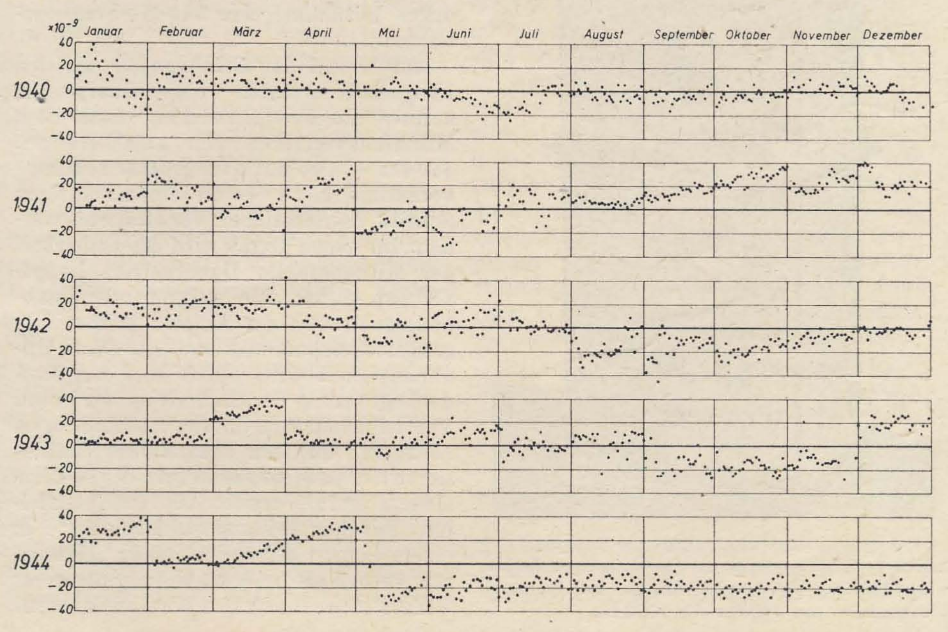


Bild 2: Abweichung in 10^{-9} vom Sollwert 1000,000000 Hz der Normalfrequenzaussendung der PTR über den Deutschlandsender von 1940 bis 1944

merkenswerter, als die im Zentrum von Berlin aufgestellten Quarzuhren und das genannte Steuergerät den stärksten Kriegseinwirkungen in dieser Zeit ausgesetzt gewesen waren. Die astronomischen Präzisionspendeluhren werden dagegen durch die vielen mehr oder weniger starken Erderschütterungen — selbst wenn diese in anderen Ländern oder Kontinenten stattfinden — vielfach sehr stark und für lange Zeit in ihrem Gangverhalten gestört.

Das neue Steuergerät des DAMG

Nach dem Totalverlust aller Quarzuhren und des Steuergerätes der PTR mußte sich das DAMG auch auf diesem Gebiet neue Apparaturen schaffen. Unter Beibehaltung des bei dem Kammertongerät der PTR bewährten Prinzips wurden zugleich die inzwischen gesammelten Erfahrungen und technischen Fortschritte berücksichtigt.

Das im Bild 3 schematisch dargestellte Gerät gliedert sich im wesentlichen in den 1000-Hz-Teil, den Stimmtonerzeuger, die Verstärker für die beiden Frequenzen, die Einrichtung zur betrieblichen Kontrolle und schließlich den Netzteil.

Der 1000-Hz-Teil

Für die Apparatur wird zunächst die Frequenz von 1000 Hz der zweiten Frequenzteilungsstufe der Quarzuhr unmittelbar entnommen. Infolge der Schaltungsart enthält die 1-kHz-Frequenz in starkem Maße auch die Frequenzen der beiden benachbarten Frequenzteilungsstufen von 250 Hz und 10 kHz sowie deren Oberwellen. Zur Abgabe als Normalfrequenz und infolge der erforderlichen Vervielfachung zur Erzeugung des Stimmtones ist jedoch eine saubere Frequenz erforderlich. Die 1000-Hz-Quarzuhrenfrequenz wird deshalb durch Filter weitgehend von Fremdfrequenzen gereinigt und anschließend verstärkt.

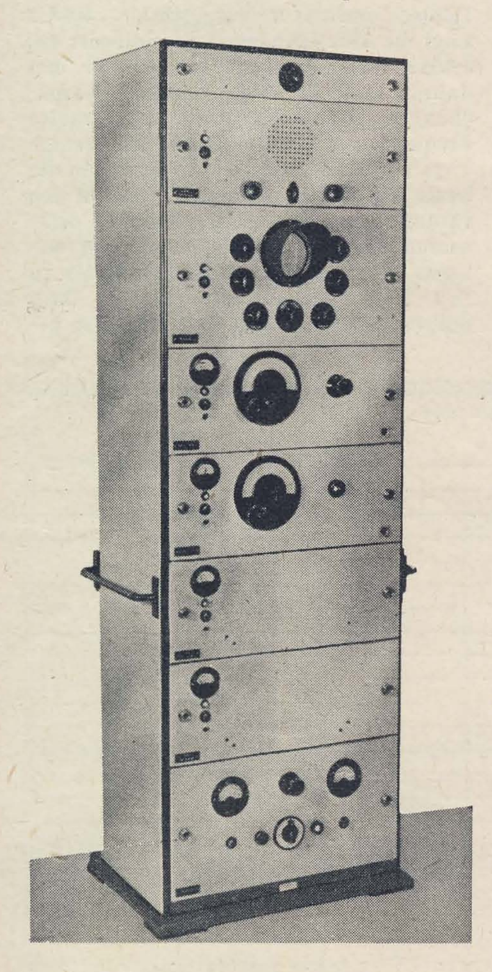


Bild 4: Das Steuergerät des Deutschen Amtes für Maß und Gewicht zur Abgabe der Normalfrequenzen von 440 Hz und 1000 Hz

Der Stimmtonerzeuger

Im Gegensatz zu der 1000-Hz-Frequenz kann der Kammerton von 440 Hz nicht unmittelbar einer der Frequenzen der Quarzuhr entnommen werden. Seine Erzeugung stellt deshalb größere technische Anforderungen als die Herstellung einer sauberen 1000-Hz-Frequenz. Es gibt mehrere Möglichkeiten zur Erzeugung des Kammertones aus den Quarzuhrenfrequenzen. Bei dem Entwurf des ersten Gerätes hielt man den Weg am einfachsten und am sichersten, der die für die Aussendung benutzte 1000-Hz-Frequenz selbst verwendete. Da 440 : 1000 sich verhält wie 11 : 25, wurde eine Frequenzvervielfachung um den Faktor 11 und eine Frequenzteilung im Verhältnis 25 : 1 als Lösungsweg gewählt. Infolge der guten Erfahrungen, die mit der PTR-Apparatur in sechs Jahren gesammelt werden konnten, wurde auch bei dem neuen Gerät wieder das bewährte Prinzip verwendet. Hierzu wird die 1000-Hz-Frequenz in einer Verzerrereinrichtung vervielfacht, dann wird die 11. Harmonische ausgesiebt, anschließend erfolgt die Frequenzteilung von 11 kHz auf 440 Hz.

Bei der Durchführung dieses Verfahrens wird zunächst in einem Vorverstärker des neuen Gerätes die Spannung der 1000-Hz-Frequenz auf etwa 18 V erhöht und diese dann dem Gitter der Verzerrerröhre zugeführt. Die Vervielfachung erfolgt in einer stark übersteuerten Pentode. Die Aussiebung der 11-kHz-Frequenz geschieht durch einen der Röhre angepaßten Schwingkreis mit nachfolgendem Doppelfilter; anschließend wird die 11-kHz-Frequenz über einen Resonanzverstärker zur Steuerung eines kleinen 11-kHz-Generators benutzt. Dieser Generator steuert durch Mitnahme eine 440-Hz-Frequenzteilerstufe.

Auf Grund der Erfahrungen mit den Frequenzteilerstufen der Quarzuhren konnte die Frequenzteilung nach dem Mitnahmeverfahren von 11 000 Hz auf 440 Hz — also mit dem großen Teilungsverhältnis 25 : 1 — in einem einzigen Schritt betriebssicher verwirklicht werden. Im neuen Gerät wird die Sicherheit der Mitnahme im Dauerbetrieb hauptsächlich durch eine weitgehende Unabhängigkeit von der Amplitude der Eingangssteuerspannung erreicht. Diese Unabhängigkeit wird durch eine Amplitudenbegrenzung der Steuerfrequenz in der Vervielfacherstufe, durch ein stabilisiertes Netzgerät und ein zusätzliches Stabilisieren der Anodenspannung in der 11-kHz-Generatorstufe erzielt. Die Frequenzteilung mit dem Teilungsverhältnis 25 : 1 in einem Schritt ermöglicht einen einfacheren Aufbau als bei Verwendung mehrerer Teilerstufen. Durch den Wegfall der sonst

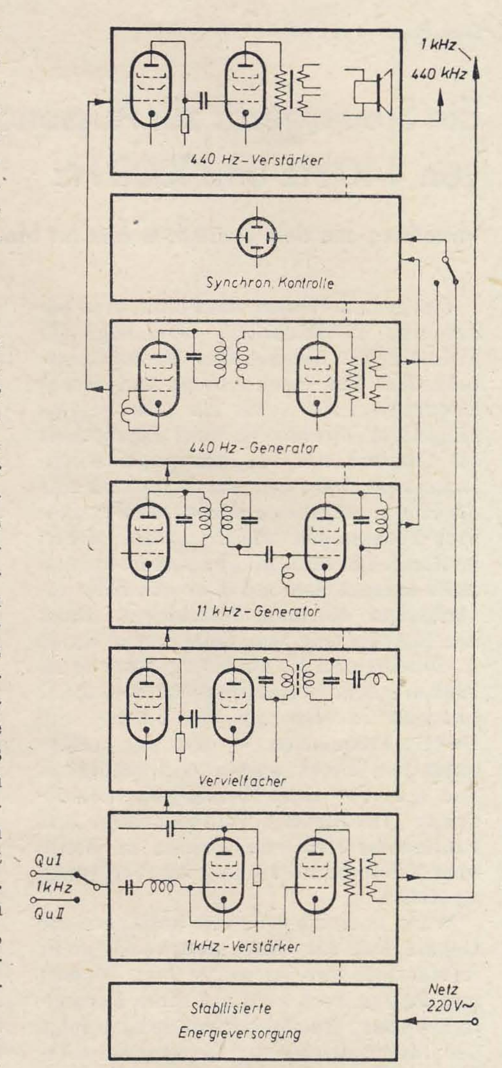


Bild 3: Prinzipschema des DAMG-Steuergerätes zur Erzeugung des Stimmtones

noch erforderlichen weiteren Zwischenfrequenzen verringern sich auch die Sieb- und Abschirmmittel. Die 440-Hz-Frequenz wird anschließend durch ein Filter von störenden Frequenzen gereinigt und auf den für die Abgabe über Telefonkabel zulässigen Spannungswert gebracht.

Einrichtungen zur betrieblichen Kontrolle und Frequenzmessung

Von großer Bedeutung sind auch die Einrichtungen zur betrieblichen Kontrolle und zur Frequenzmessung. Die Überwachung der Vervielfachung und der Teilung geschieht mit Hilfe eines eingebauten speziellen Elektronenstrahloszillografen, einem Frequenzvergleicher des VEB Fernmeldewerk Leipzig. Seinen Platten werden wahlweise die 1 kHz und 11 kHz oder die 11 kHz und die 440 Hz zugeführt. Das Vervielfachungs- und Untersetzungsverhältnis, die Mitnahme der einzelnen Stufen und die Sinusform der verschiedenen Frequenzen können dadurch optisch überwacht werden. Die akustische Kontrolle erfolgt über Verstärker und einen Lautsprecher, auf den wahlweise eine der beiden Aussendefrequenzen gegeben werden kann. Bei Bedarf kann das Gerät auch von der 1-kHz-Frequenz einer anderen Quarzuhr gesteuert werden.

Die mit Hilfe dieses Gerätes abgegebene Frequenz von 1 kHz wird mit den Fre-

quenzen der anderen Quarzuhren des DAMG und mit einer 1000-Hz-Normalfrequenz des Geodätischen Institutes von Potsdam verglichen. Die beiden Institute sind durch ein Kabel ständig miteinander verbunden. Ferner wird die Trägerfrequenz von 200 kHz des Senders Droitwich und die von 60 kHz des Senders Rugby mit Hilfe spezieller und auf diese Frequenzen abgestimmter Mehrkreis-Geradeausempfänger mit den Normalfrequenzen des Amtes täglich verglichen.

Die seit der vorjährigen Sonnenfinsternis sporadisch und seit dem 2. Januar dieses Jahres werktäglich durchgeführten Messungen ergaben, daß nach Anbringen der Korrektionen die absoluten Frequenzwerte der deutschen und englischen Stationen sich höchstens um $\pm 1 \cdot 10^{-8}$ voneinander unterscheiden. Dabei ist zu beachten, daß das Geodätische Institut Potsdam bei der Berechnung der Korrektionen seiner Normalfrequenz sich auf die astronomische, also die etwas ungleichförmige Zeit bezieht, während die den Sender Droitwich überwachende Sternwarte Abinger bei ihren Korrektionen auch die Effekte der Polschwankungen und der ungleichförmigen Rotationsgeschwindigkeit der Erde provisorisch abschätzend anbringt, um damit eine gleichmäßige Frequenz herzustellen. Im Hinblick, daß durch die Unterscheidung in astronomische und gleichförmige Zeit allein schon ein definitionsmäßig bedingter Frequenzunterschied von rund $1 \cdot 10^{-8}$ gegeben ist, stimmen auf Grund des oben angegebenen Meßresultates die Frequenzmaßstäbe von Potsdam und Droitwich-Abinger ausgezeichnet überein. Diese beiden und andere gleichgeartete Institute sind in der Lage, mit einer gewissen Genauigkeit Absolutwerte der Zeit und damit auch der Frequenz anzugeben. Da das DAMG dagegen keinen astronomischen Zeitdienst betreibt, muß es seine Quarzuhren an die Zeitzeichen- bzw. Frequenzaussendungen astronomischer Institute anschließen, um den Absolutwert der Frequenz und Zeit der eigenen Quarzuhren zu ermitteln. Dank des jetzigen technischen Standes dieser Apparaturen im DAMG und des Zeitdienstes im allgemeinen sowie des allmonatlich stattfindenden Austausches der Ergebnisse auf internationaler Ebene sind die Frequenzen der Quarzuhren des DAMG bis auf $\pm 1 \cdot 10^{-8}$ ihres absoluten Wertes bekannt. Der erste internationale Vergleich der Frequenzskalen zwischen den Staatsinstituten von England (National Physical Laboratory), Amerika (National Bureau of Standards) und Deutschland (Physikalisch-Technische Reichsanstalt) im Frühjahr 1924 ergab dagegen eine Übereinstimmung bestenfalls bis auf ein Promille. Diese Steigerung der Meßgenauigkeit um fünf Dezimalen in 30 Jahren zeigt deutlich den sehr raschen, ja direkt revolutionären Fortschritt in der Messung der Zeit und der Frequenz.

Im DAMG erfolgen die Frequenzmessungen meistens mit einem Frequenzvergleicher und häufig überprüften Präzisionsstoppuhren. Da die Differenzfrequenzen der hierbei verglichenen Normalfrequenzen zwischen $1 \cdot 10^{-6}$ und wenigen 10^{-8} liegen, wird bei einer Meßzeit von höchstens 200 Sekunden selbst bei einem bewußt hoch angenommenen Stoppfehler von insgesamt 0,1 Sekunde im ungünstigsten Fall für eine Einzelmessung bereits eine innere Meßgenauigkeit von $5 \cdot 10^{-10}$ für die Frequenz erreicht. Zur Verminderung des Zeitmeßfehlers werden demnächst Synchronuhren eingesetzt, die mit einer Normalfrequenz betrieben und deren Ein- und Ausschaltvorgänge automatisch durch Frequenzimpulse gesteuert werden. Für höhere Genauigkeitsansprüche wird ein Drehspulschnellschreiber verwendet. Sein Schreibstreifen wird von einem Synchronmotor mit einer Geschwindigkeit von 100 mm/s bzw. 300 mm/s gezogen. Bei Antrieb des Motors durch eine Normalfrequenz und bei Verwendung von Quarzuhrensekundenkontakten kann mittels eines bis auf 0,5 mm geteilten Glasmaßstabes eine Strecke von 0,2 mm noch sicher geschätzt und somit schon bei der langsamen Geschwindigkeit die Zeit bis auf $^{2}/_{1000}$ Sekunde sicher erfaßt werden.

Die täglichen Frequenzschwankungen der Quarzuhren des Amtes liegen bei wenigen 10^{-9}, dagegen ist der mittlere tägliche Frequenzanstieg seit über einem Jahr kleiner als $2 \cdot 10^{-10}$. Auf Grund von Versuchsergebnissen besteht begründete Aussicht, die tägliche Konstanz der Quarzuhren noch zu erhöhen. Die Frequenz der beiden Uhren wird so geregelt, daß die Abweichung vom absoluten Betrag ihres Nennwertes nicht größer als $\pm 2 \cdot 10^{-8}$ sein wird. Die Frequenzzieheinrichtungen von Quarzuhren wurden in dieser Zeitschrift (1955, Heft 8, S. 240) bereits ausführlich beschrieben.

Das Steuergerät

Das Bild 4 zeigt die Ansicht des neuen Steuergerätes des DAMG. Die erste Ausführungsform (Bild 1) hatte vor allem Rücksicht auf die physikalischen Belange genommen. Bei der neuen Konstruktion wurde versucht, auch den Anforderungen auf einen kleineren Raumbedarf nachzukommen. Die Apparatur wurde deshalb in einer Gestellform mit Einschüben untergebracht. Diese Bauart erleichtert zugleich die Bedienung und Überwachung. Das Gerät hat eine Abmessung von 175×55×35 cm.

In dem untersten Einschub ist der Netzteil untergebracht, dann folgen in je einem Einschub der 1000-Hz-Endverstärker, der 1-kHz-Vervielfacher, die 11-kHz-Stufe, die 440-Hz-Stufe, das Überwachungsfeld mit dem Frequenzvergleicher, der 440-Hz-Verstärker mit der Abhörmöglichkeit für beide Frequenzen und schließlich die Ein- und Ausgänge der Frequenzen mit der Umschaltmöglichkeit auf eine Ersatzuhr. Das Gerät befindet sich seit längerer Zeit im Dauerbetrieb. Sobald als möglich sollen die beiden Normalfrequenzen von 1 kHz und 440 Hz wieder über den Deutschlandsender ausgestrahlt werden.

Der Verfasser dankt auch an dieser Stelle seinen Mitarbeitern, vor allem Herrn W. Klein, der sowohl das erste als auch das zweite Gerät mitentwickelt und im wesentlichen gebaut hat.

Ionosphärentagung in Tübingen

Etwa 70 Wissenschaftler und Ingenieure aus Forschung und Praxis trafen sich in der Zeit vom 20. bis 22. Oktober 1955 in Tübingen zur Jahrestagung der „Arbeitsgemeinschaft Ionosphäre" und der westdeutschen Landeskommissionen II, III, IV und V (Troposphärische Wellenausbreitung, Ionosphäre, atmosphärisches Rauschen und Radioastronomie) der URSI (Union Radio-Scientifique Internationale). In der Arbeitsgemeinschaft Ionosphäre, die zuletzt unter dem Vorsitz von Prof. Bartels (Göttingen) stand, vereinigen sich alle westdeutschen Institute und Organisationen, die an Fragen der Wellenausbreitung und Ionosphärenforschung interessiert sind. Die Geschäftsführung der Arbeitsgemeinschaft liegt in den Händen des Fernmeldetechnischen Zentralamtes der Bundespost, dem auch der gute organisatorische Ablauf der Tagung zu verdanken war. Auch aus der Deutschen Demokratischen Republik nahmen mehrere Wissenschaftler vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften und vom Observatorium Kühlungsborn des Meteorologischen Dienstes an der Tagung teil, ebenso Gäste aus Japan und der Schweiz.

Während das Vortragsprogramm des ersten Tages im wesentlichen allgemeinere Fragen der Physik der Atmosphäre, der Sonnenforschung und des Erdmagnetismus sowie Berichte über wissenschaftliche Tagungen im Ausland umfaßte, war der zweite Konferenztag speziellen Problemen der Ionosphärenforschung gewidmet. Dabei wurden einerseits besonders theoretische und experimentelle Fragen der Dämpfung (Absorption) der Kurzwellen in der Ionosphäre, andererseits die in letzter Zeit immer mehr an Bedeutung gewinnenden Kurzwellenimpulsversuche auf großen Übertragungsstrecken, zum Beispiel zwischen Deutschland und Nordafrika sowie zwischen Deutschland und Finnland, behandelt. Die Auswertung solcher Versuche bereitet noch gewisse Schwierigkeiten, läßt aber sehr aufschlußreiche Ergebnisse, besonders für den praktischen Funkverkehr, erhoffen.

Die Vorträge des dritten Tages befaßten sich mit der UKW-Ausbreitung, vor allem mit der Erklärung der Feldstärkeschwankungen durch meteorologische Einflüsse wobei in den letzten Jahren bedeutende Fortschritte erzielt worden sind. Jedoch scheint auf die Ultrakurzwellenausbreitung ganz wesentlich eine Feinstruktur der Troposphäre einzuwirken, zu deren Erfassung die räumliche Verteilung und die Genauigkeit der meteorologischen Messungen bisher noch nicht ausreichen.

Neben den Vortragssitzungen boten gesellige Veranstaltungen und eine gemeinsame Autobusfahrt in den Schwarzwald zur Besichtigung der Funksendestelle Hornisgrinde Gelegenheit zu einem regen Erfahrungsaustausch, vor allem zwischen den Wissenschaftlern der Deutschen Demokratischen Republik und der Bundesrepublik. Am Schluß der Tagung wurde der Tübinger Astrophysiker Prof. Siedentopf zum neuen Vorsitzenden der Arbeitsgemeinschaft Ionosphäre und Dr. Fleischer (FTZ Darmstadt) zum Geschäftsführer gewählt. Den Vorsitz des westdeutschen URSI-Landesausschusses führt weiterhin Dr. Dieminger (Lindau/Harz).

J. Taubenheim

Dr.-Ing. CARL-HEINZ KRUTZSCH

Empfindlichkeitsmessungen an UKW-Empfängern

Die Empfindlichkeit von UKW-Empfängern wird zur Zeit von unserer Industrie noch nach unterschiedlichen Meßverfahren angegeben, läßt also keinen konkreten Vergleich verschiedener Typen zu. Die folgende Mitteilung aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronenröhren der Technischen Hochschule Dresden, die im wesentlichen einem Vortrag entspricht, den Herr Dr. Krutzsch zur 6. Jahrestagung der Elektrotechniker in Weimar hielt, soll im Vergleich der verschiedenen Definitionen für die Empfindlichkeit von UKW-FM-Empfängern die beste Meßmethode und den Weg zu einer Einheitlichkeit der Empfindlichkeitsangaben in der Deutschen Demokratischen Republik zeigen.

Eine der wesentlichen Größen zum Vergleich der Güte von Rundfunkempfängern ist die Empfindlichkeit. Ganz allgemein kann man die Empfindlichkeit nach den Empfehlungen des internationalen beratenden Ausschusses für den Radiodienst (le comité consultatif international des radiocommunications, abgekürzt CCIR) folgendermaßen definieren: *Die Empfindlichkeit eines Empfängers ist ein Maß für die Fähigkeit, schwache Signale zu empfangen und sie mit ausreichender Stärke und annehmbarer Güte wiederzugeben.* Die dabei maßgebenden Größen sind die Bandbreite, die Ausgangsleistung und das Signal-Rausch- bzw. Signal-Geräuschverhältnis. Weiterhin kann man nach den Empfehlungen des CCIR zwei verschiedene Empfängerarten unterscheiden, bei denen die Empfindlichkeit einmal verstärkungsbegrenzt oder das andere Mal rausch- bzw. geräuschbegrenzt ist. Für einfache, verstärkungsbegrenzte Empfänger, zum Beispiel für Empfänger im Mittelwellengebiet, ist es üblich, die kleinste Eingangsspannung bei einem Modulationsgrad von 30% zu messen, bei der an den Lautsprecherklemmen bei voller Lautstärke eine Leistung von 50 mW entsteht. UKW-FM-Empfänger sind meist rausch- bzw. geräuschbegrenzt. Aus diesem Grund wird dieses Meßverfahren für UKW-Empfänger hinfällig, da die verlangten 50 mW Ausgangsleistung einen beträchtlichen Teil Rauschleistung enthalten. Daraus ergibt sich, daß eine andere Meßmethode angewendet werden muß, um die Empfindlichkeit eines UKW-Empfängers zu messen. Diese Methode kann nur darin bestehen, daß sich die Messung auf das Verhältnis Nutz- zu Rauschspannung bezieht.

Danach kann man die folgenden Definitionen für die Empfindlichkeit von UKW-FM-Empfängern unterscheiden:

1. Hochfrequenter Rauschabstand, das heißt das Verhältnis der Nutz- zur Rauschspannung vor der Gleichrichterstufe bzw. Begrenzerstufe bei einer bestimmten Eingangsspannung und bei einem bestimmten Frequenzhub;

2. niederfrequenter Rauschabstand, das heißt das gleiche Verhältnis nach dem Gleichrichter und Begrenzer am Empfängerausgang bei einer bestimmten Eingangsspannung und bei einem bestimmten Frequenzhub;

3. niederfrequenter Geräuschabstand, das heißt das gleiche wie der niederfrequente Rauschabstand, nur daß das Verhältnis der Nutz- zur Rauschspannung durch Vorschalten eines Ohrkurvenfilters dem menschlichen Gehör nachgebildet ist;

4. Grenzempfindlichkeit, eine Definition, die von K. Fränz und H. T. Friis entwickelt wurde. Nach dieser Definition wird das Nutz-Rauschverhältnis gleich 1 gesetzt und an den Empfängereingang eine Ersatzantenne angelegt, die mit der Zimmertemperatur T_0 rauscht, um das atmosphärische Rauschen auszuschalten.

Von diesen Definitionen scheidet die erste von vornherein aus, da die Messung des hochfrequenten Rauschabstandes den Einfluß des Demodulators, des Begrenzers und des Deemphasisgliedes sowie der NF-Bandbreite außer acht läßt. Diese Größen sind aber für die Größe der Empfindlichkeit bei UKW-FM-Empfängern besonders maßgebend. Die zweite Definition ist ebenfalls ungünstig, da zum Beispiel ein im Gerät vorhandener Netzbrumm die Messung der Empfindlichkeit stark herabsetzen kann, während sich rein gehörmäßig ein viel geringerer Einfluß ergibt. Es verbleiben also noch die Definitionen 3 und 4. Es sei zunächst auf die Definition 4 etwas näher eingegangen:

Die in der Antenne induzierte Spannung $\mathfrak{U}_e$ muß gleich der Rauschspannung $\mathfrak{U}_R$ des Antennenwiderstandes R_A sein, um einen Rauschabstand von 1 zu erzielen. Nach Nyquist ergibt sich:

$$\mathfrak{U}_e^2 = \mathfrak{U}_R^2 = 4\,k\,T_0 \cdot R_A \cdot \Delta f. \tag{1}$$

Hierin bedeuten:

$k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}\ \frac{\text{Ws}}{\text{Grad}}$, Boltzmannsche Konstante,

T_0 = absolute Temperatur in Kelvingraden ($273° + t°$ C $= T_0°$ Kelvin),

Δf = Bandbreite in Hz.

Wenn man auf die Leistung übergeht, kann man die Gleichung vom Antennenwiderstand unabhängig gestalten. Bei Anpassung ist:

$$N = \frac{\mathfrak{U}^2}{4\,R_A} = k\,T_0\,\Delta f, \tag{2}$$

und um außerdem unabhängig von der Bandbreite Δf zu sein, entwickelt man die Gleichung wie folgt:

$$\frac{N}{\Delta f} = 1\,k\,T_0 = 400 \cdot 10^{-23}\,\text{Ws}. \tag{3}$$

Die Grenzempfindlichkeit gibt man als Vielfaches dieses Wertes an.

$$\text{Grenzempfindlichkeit} = n \cdot k\,T_0, \tag{4}$$

wobei n mit dem oft benutzten Rauschfaktor F übereinstimmt, der das Signal-Rauschverhältnis am Eingang zum Signal-Rauschverhältnis am Ausgang des Verstärkers angibt, was leicht nachzuweisen ist. Der theoretisch niedrigste Wert für einen Idealempfänger ist gleich 1, denn mit diesem $k\,T_0$-Wert rauscht die Ersatzantenne. (In der Literatur wird häufig auch die Rauschzahl = F — 1 angegeben.)

Zum Messen des Rauschfaktors verwendet man eine Diode, die im Sättigungsgebiet arbeitet. Die Diode gibt im Sättigungsgebiet einen mittleren Rauschstrom ab von der Größe

$$\overline{i_R^2} = 2\,e\,I_a\,\Delta f, \tag{5}$$

e = Elementarladung, I_a = Anodenstrom, Δf = Bandbreite.

Über einem Widerstand fällt eine Rauschspannung ab von der Größe

$$\overline{u_R^2} = 2\,e\,I_a\,\Delta f\,R_A^2. \tag{6}$$

Durch Regeln von I_a mit Hilfe des Heizstromes kann die abgegebene Rauschspannung verändert werden. R_A (meist 70 Ω) wird dabei so groß gewählt, daß Anpassung an den Empfängereingang besteht.

Die Rauschleistung ist dann

$$N_R = \frac{\overline{u_R^2}}{4\,R_A} = \frac{1}{2}\,e\,I_a R_A\,\Delta f, \tag{7}$$

und wiederum auf die Bandbreite 1 Hz bezogen, erhält man nach Gleichung (3)

$$\frac{N_R}{\Delta f} = \frac{1}{2}\,e\,R_A\,I_a = F\,k\,T_0, \tag{8}$$

F ist dann:

$$F = \frac{1}{2} \cdot \frac{e \cdot R_A \cdot I_a}{k\,T_0} = 20 \cdot R_A \cdot I_a. \tag{9}$$

Die Messung wird nun so vorgenommen, daß zunächst die Rauschspannung an der letzten ZF-Stufe bei kalter Katode der Rauschdiode und dann die Rauschspannung mit einer zusätzlichen Rauschspannung der geheizten Diode gemessen wird. Die zusätzliche Rauschspannung wird so gewählt, daß sich der $\sqrt{2}$fache Wert der ursprünglichen Rauschspannung einstellt. Dann hat die Rauschspannung des Empfängers denselben Wert wie die zugeführte Rauschspannung, da sich die beiden Spannungen addieren zu

$$\mathfrak{U}_{ges} = \sqrt{\mathfrak{U}_e^2 + \mathfrak{U}_d^2}, \tag{10}$$

$\mathfrak{U}_d$ = zusätzliche Rauschspannung des Rauschgenerators, und bei einem HF-Rauschabstand von 1 ist $\mathfrak{U}_e = \mathfrak{U}_d$ und

$$\mathfrak{U}_{ges} = \mathfrak{U}_e \cdot \sqrt{2}. \quad (11)$$

Damit kann F leicht aus Gleichung (9) berechnet werden.

Beim Aufbau des Rauschgenerators mit einer Diode muß darauf geachtet werden, daß der Ausgang des Generators rein ohmisch ist, da die Blindkomponente sonst den Eingangskreis des Empfängers verstimmt und dadurch Fehlmessungen möglich sind. In einem ausgeführten Beispiel (Bild 2) wurde deshalb die Rauschdiode in den Mittelleiter einer Koaxialleitung eingekoppelt, die mit einem 70-Ω-Widerstand reflexionsfrei abgeschlossen war.

Die Messung mit einem Rauschgenerator (Bild 1) ist einfach, da hierbei die Kenntnis der Bandbreite des Empfängers nicht nötig ist. Dabei ist noch zu erwähnen, daß die Messung der Rauschspannung auch nach einem nichtlinearen Schaltelement (zum Beispiel Demodulator) erfolgen kann.

Ist der Rauschfaktor F eines Empfängers bekannt, so ist die Berechnung des niederfrequenten Rauschabstandes nach einer

Bild 1: Rauschgenerator mit Rauschdiode und Koaxialleitung

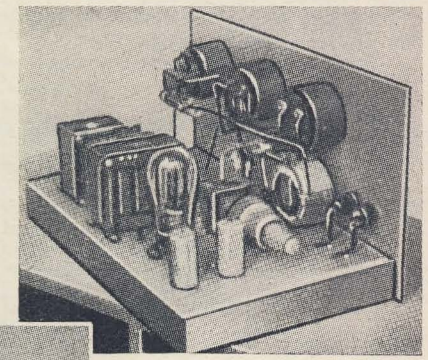
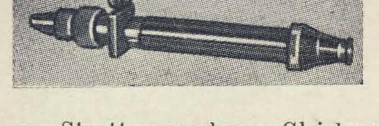


Bild 2: Rauschdiode auf eine Koaxialleitung aufgesetzt



von Strutt angegebenen Gleichung möglich. In diese Gleichung ist der Einfluß der Umformerstufe, der Gleichrichtung, und der Amplitudenbegrenzerstufe sowie der Bandbreite nach der Gleichrichtung einbezogen, wobei allerdings eine lineare Gleichrichtung und ein idealer Amplitudenbegrenzer angenommen wurden. Aus der von Strutt [1] angegebenen Gleichung der Störschalleistung zur Nutzschalleistung

$$\frac{\mathfrak{N}_R}{\mathfrak{N}_S} = \frac{2 I_R^2}{I_0^2} \cdot \frac{1}{3} \left(\frac{\pi B}{\Delta \omega}\right)^2 \quad (12)$$

kann man durch Umformen leicht das Spannungsverhältnis gewinnen. Es ergibt sich dann:

$$\frac{\mathfrak{U}_S}{\mathfrak{U}_R} = \frac{\mathfrak{U}_e}{\sqrt{8 F k T_0 \cdot R_A \cdot B_n}} \frac{\Delta f}{\sqrt{\frac{1}{3} B_n^2}}. \quad (13)$$

Darin sind:

$\mathfrak{U}_S$ = Signalspannung in V,
$\mathfrak{U}_R$ = Rauschspannung in V,
$\mathfrak{U}_e$ = Eingangsspannung in V,
F = Rauschfaktor,
$kT_0 = 400 \cdot 10^{-23}$ Joule bei T = 293° K (20° C),
R_A = Widerstand der Antennennachbildung in Ω
B_n = Wirksame Rauschbandbreite nach der Gleichrichtung in Hz,
Δf = Frequenzhub in Hz.

Die Gleichung (13) ist identisch mit der vom CCIR angegebenen Formel

$$\mathfrak{U}_e^2 = \frac{8 k T_0 \cdot B_n \cdot R_a \cdot n \cdot F \cdot 4 \cdot B_n^2}{3 D^2}. \quad (14)$$

Dabei ist D = Frequenzabstand von Spitze zu Spitze, also $\frac{D}{2} = \Delta f$ und $n = \frac{\mathfrak{U}_S^2}{\mathfrak{U}_R^2}$ = Rauschabstand (Leistungsverhältnis).

Sind also der Rauschfaktor, die wirksame Rauschbandbreite nach der Gleichrichtung und der Widerstand der Antennennachbildung bekannt, so kann man für die verschiedenen Rauschabstände die entsprechenden Eingangsspannungen berechnen. Die Bandbreite des NF-Verstärkers ist meist bekannt bzw. bereitet deren Messung keine Schwierigkeit. Ebenso ist der Widerstand der Antennennachbildung durch den verwendeten Rauschgenerator und durch den Antenneneingangswiderstand des zu prüfenden Gerätes (meist 70 Ω) festgelegt. Die Anpassung muß natürlich, um keine Fehlmessung des Rauschfaktors hervorzurufen, gewahrt werden. Allerdings ist in der angegebenen Formel der Einfluß der Deemphasis noch unberücksichtigt geblieben. Auch diesen Einfluß kann man nach einer theoretischen Entwicklung von Nowak in dem Buch: „Die Röhre im UKW-Empfänger" Band III mit einbeziehen. Für eine Deemphasis von 50 μs ergeben sich theoretisch folgende Werte:

D^x bei 10 kHz NF – Bandbreite = 1,58,
D^x bei 15 kHz NF – Bandbreite = 1,86,

wenn kein Begrenzer im Gerät vorhanden ist.

Bei einem Gerät mit idealem Begrenzer ist

D^x bei 10 kHz NF – Bandbreite = 2,34,
D^x bei 15 kHz NF – Bandbreite = 3,24.

Diese theoretischen Werte werden durch Herabsetzen des maximal möglichen Frequenzhubes des Senders etwas verkleinert, so daß sich für ein Gerät mit idealem Begrenzer folgende Werte ergeben:

D bei 10 kHz NF · Bandbreite = 1,25,
D bei 15 kHz NF · Bandbreite = 1,73.

Eine derartige, bei verschiedenen Rauschabständen berechnete Kurve zeigt Bild 3. Es sind die HF-Eingangsspannung und der Rauschabstand aufgetragen und folgende gemessene Werte eingesetzt:

$$B_n = 14 \text{ kHz}; \; R_A = 70\,\Omega;$$
$$\Delta f = \pm 12 \text{ kHz}, 25 \text{ kHz}, 50 \text{ kHz}, 75 \text{ kHz};$$
$$F = 13 \text{ k}T_0; \; D = 1{,}73 \text{ kHz}.$$

Um nun nur einen Wert für die Empfindlichkeit angeben zu müssen, hat sich allgemein der Wert der Eingangsspannung eingeführt, bei dem der Rausch- bzw. Geräuschabstand, das heißt das Verhältnis der Nutz- zur Rauschspannung, 26 db beträgt. Bei dieser Eingangsspannung ist der Empfänger noch nicht rauschfrei, dies ist nur eine untere Grenze, bei der ein mäßiger Empfang im Zimmer möglich ist. Dies wäre bei dem gewählten Beispiel (Bild 3), bei einem Frequenzhub von 12 kHz, 5 μV. Für andere Frequenzhübe ergeben sich parallele Geraden.

Die angegebene theoretische Formel fordert, wie das Ergebnis im Diagramm zeigt, daß der auf diese Art gemessene und berechnete Empfänger linear ist, das heißt, daß ein linearer Zusammenhang zwischen dem Signal-Rauschverhältnis (Rauschabstand) am Ausgang und der Eingangsspannung besteht. Außerdem besteht noch ein linearer Zusammenhang mit dem Modulationsgrad oder besser mit dem Frequenzhub, wie ebenfalls leicht der Gleichung (14) entnommen werden kann. Es entsteht nun die Frage, wie weit dieser lineare Zusammenhang wirklich vorhanden ist. Wie weit kann man die Messung des Rausch-

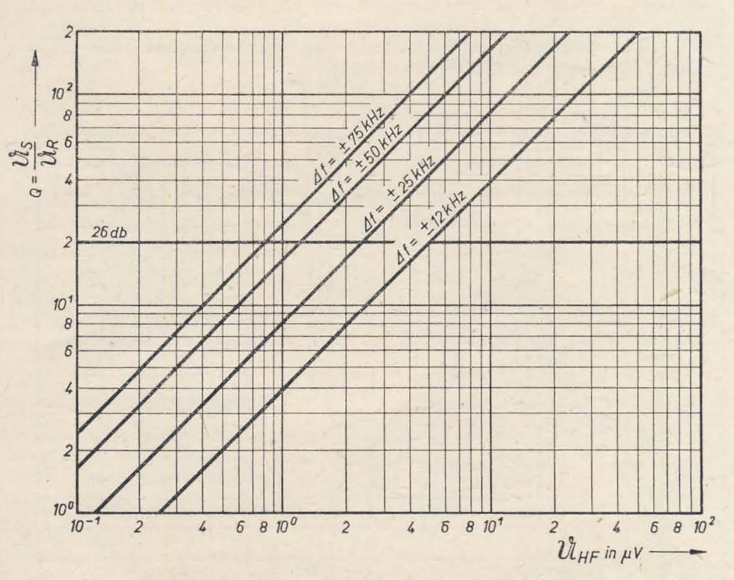


Bild 3: Aus dem Rauschfaktor berechnete Empfindlichkeitsgeraden (Δ f Parameter) Grenzempfindlichkeit 13 kT_0
B_n = 14 kHz
R_a = 70 Ω
D = 1,73

faktors benutzen, um die wirkliche Empfindlichkeit von UKW-FM-Empfängern aus der angegebenen Formel zu berechnen?

Um diese Frage zu entscheiden, soll ein Vergleich mit der am Anfang erwähnten Messung des niederfrequenten Geräuschabstandes nach der Definition 3 gezogen werden. Diese direkte Messung des niederfrequenten Geräuschabstandes ist allerdings umständlicher, da mindestens zwei Kurvenäste mit einer Reihe von Meßpunkten aufgenommen werden müssen. Dagegen ist die Messung des Rauschfaktors einfacher, bei der ein Meßwert genügt. Für die Messung des niederfrequenten Geräuschabstandes sind außer einem UKW-FM-Meßsender, der, abstimmbar für verschiedene Meßbereiche, eine möglichst genaue HF-Spannung von Bruchteilen von μV bis zu mehreren mV abgeben und außerdem fremdmodulierbar sein soll, wobei die Größe des Frequenzhubes einstellbar sein muß, ein Ohrkurvenfilter und ein NF-Röhrenvoltmeter erforderlich. Das Ohrkurvenfilter oder Geräuschfilter soll so beschaffen sein, daß es die Ohrkurve für eine Lautstärke von etwa 50 bis 60 Phon nachbildet. Damit sollen die Ergebnisse frequenzmäßig bewertet werden, das heißt, es soll den gehörmäßigen Eindruck vermitteln. Die Ohrkurve hat sich nun im Laufe der letzten 20 Jahre mehrfach geändert. Man kann nun entweder die Kurve nach DIN 5045 festlegen, die allerdings nur bis 8 kHz angegeben wird, oder die Störbewertungskurve für Rundfunkleitungen nach CCIR 1949. Bild 4 zeigt die Schaltung des CCIR-Filters und dessen Frequenzgang. Dabei ist der Eingang für niederohmigen Anschluß der Schwingspule des Lautsprechers von 2 bis 15 Ω und der Ausgang für den hochohmigen Eingang des NF-Röhrenvoltmeters ausgelegt. Im Bild 5 ist die Schaltung des Filters nach DIN 5045 und dessen Frequenzgang dargestellt. Es wird später noch gezeigt, wie sich diese zwei Filter bei der Empfindlichkeitsmessung unterscheiden.

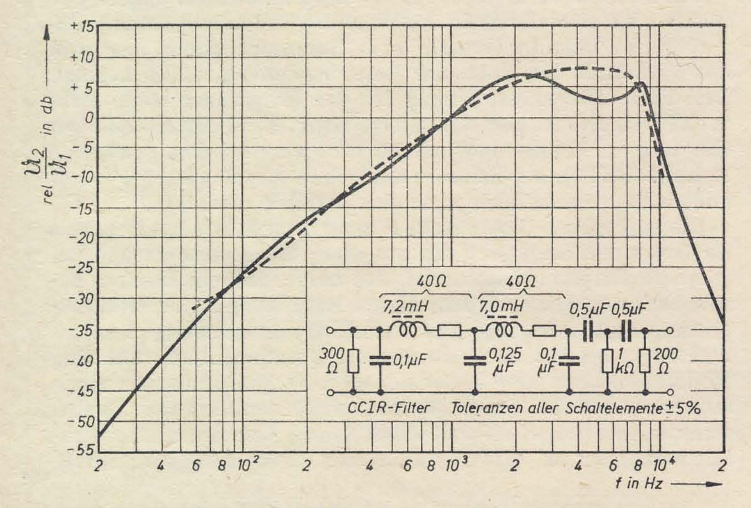


Bild 4: Frequenzgang und Schaltung des Ohrkurvenfilters nach CCIR (Grunddämpfung bei 1000 Hz = 9,1 db)

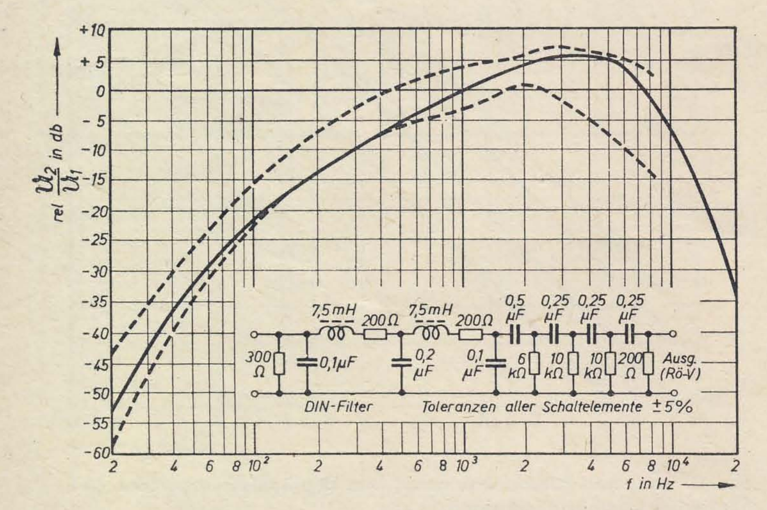


Bild 5: Frequenzgang und Schaltung des Ohrkurvenfilters nach DIN 5045 (Toleranzen nach DIN 5045 für 30 bis 60 Phon; Grunddämpfung bei 1000 Hz = 21 db)

Die gesamte Meßanordnung ist im Bild 6 veranschaulicht. Der UKW-Meßsender wird mit HF-Kabel an den Empfängereingang angeschlossen; dabei ist besonders auf eine kurze, gute Erdung zu achten. Der Anschluß des Ohrkurvenfilters erfolgt an der Verbindung zur Schwingspule, wobei die Schwingspule durch einen ohmschen Widerstand ersetzt werden soll. An das Ohrkurvenfilter wird das NF-Röhrenvoltmeter angeschlossen. Die Messung sollte stets in einem Faradaykäfig erfolgen, da bereits sehr kleine, durch äußere Störer verursachte Störspannungen Fehlmessungen verursachen können. Der Meßsenderausgang muß an das zu prüfende Gerät angepaßt werden. Meist

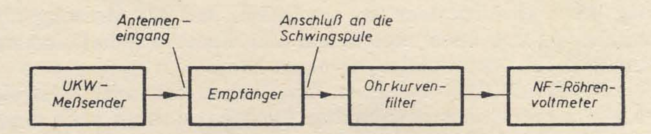


Bild 6: Meßanordnung zur Aufnahme von Nutz-Geräuschspannungskurven

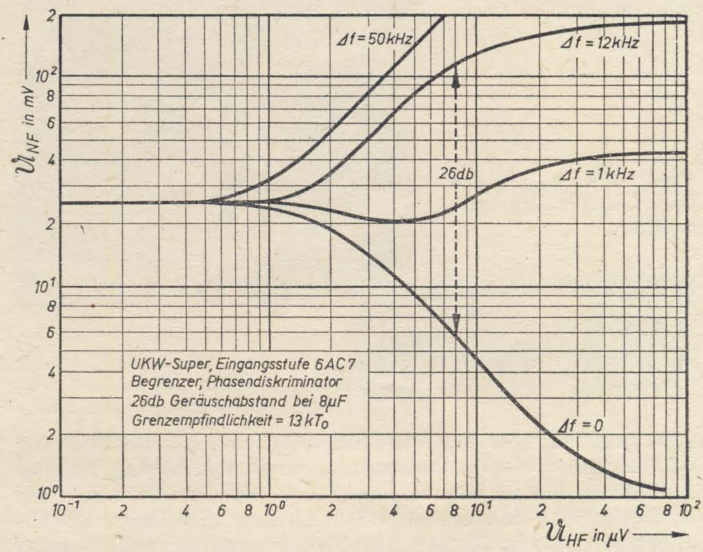


Bild 7: Nutz-Geräuschspannungskurve eines Empfängers (Δ f Parameter)

wird ein 70-Ω-Ausgangswiderstand am Meßsender vorhanden sein und am Gerät ein 70-Ω-Eingangswiderstand. Ist der Meßsenderausgang nicht an den Empfängereingang angepaßt, so ergibt sich aus der Fehlanpassung ein Empfindlichkeitsverlust, was noch untersucht werden wird.

Mit dieser Meßanordnung werden zwei Kurvenäste aufgenommen, und zwar bei einer festen Frequenz im Frequenzgebiet von 92 bis 94 MHz, also in der Mitte des UKW-Bandes (87,5 bis 100 MHz), einmal unmoduliert und das andere Mal mit 12 kHz Frequenzhub mit einer Modulationsfrequenz von 1000 Hz bei verschiedenen HF-Eingangsspannungen. Dann erhält man die bekannten Nutz-Geräuschspannungskurven. Beim Messen ist zu beachten, daß der Empfänger bzw. der Meßsender bei jedem Meßpunkt auf Rauschminimum nachgestellt werden muß, denn wie die Praxis gezeigt hat, verstimmen sich die Geräte sehr schnell während der Messung.

Im Bild 7 ist auf der Abszisse die HF-Eingangsspannung und auf der Ordinate die NF-Ausgangsspannung aufgetragen. Das Diagramm zeigt die Nutz-Geräuschspannungskurven eines Empfängers für verschiedenen Frequenzhub.

Der Abstand der beiden Kurven gibt Auskunft über den Geräuschabstand. Zur Angabe nur eines einzigen Wertes für die Empfindlichkeit hat sich, wie bereits beschrieben wurde, der Wert für die Eingangsspannung bei 26 db (Spannungsverhältnis 1 : 20) Rausch- bzw. Geräuschabstand eingeführt. Dabei ist der Frequenzhub zu 12 kHz und die Modulationsfrequenz zu 1000 Hz gewählt worden. Der Frequenzhub von 12 kHz entspricht etwa einem Modulationsgrad von 30% bei AM, da durch die Preemphasis der maximale Frequenzhub des Senders bei 1000 Hz etwa ± 40 kHz beträgt und davon 30% 12 kHz sind.

Bevor wir diese Kurven und deren Abwandlungen näher betrachten, soll ein Vergleich zwischen den beiden Meßmethoden,

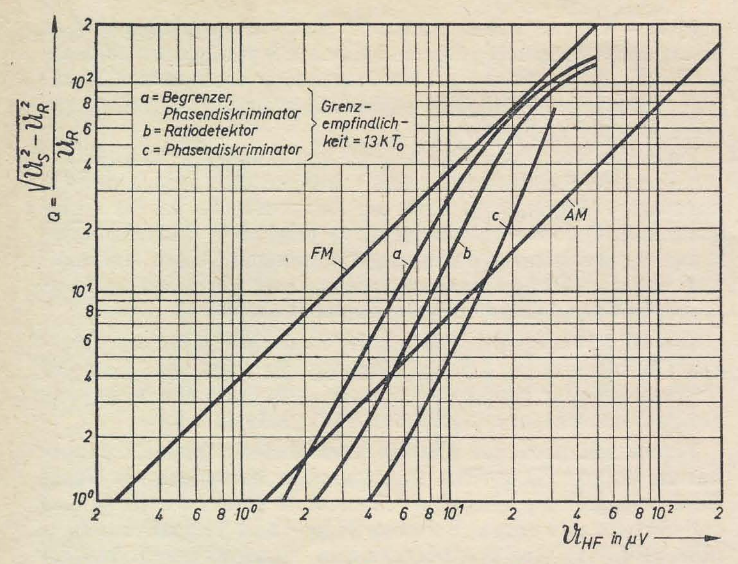


Bild 8: Empfindlichkeitskurven (Geräusch- bzw. Rauschabstandskurven) eines Empfängers nach zwei verschiedenen Meßverfahren

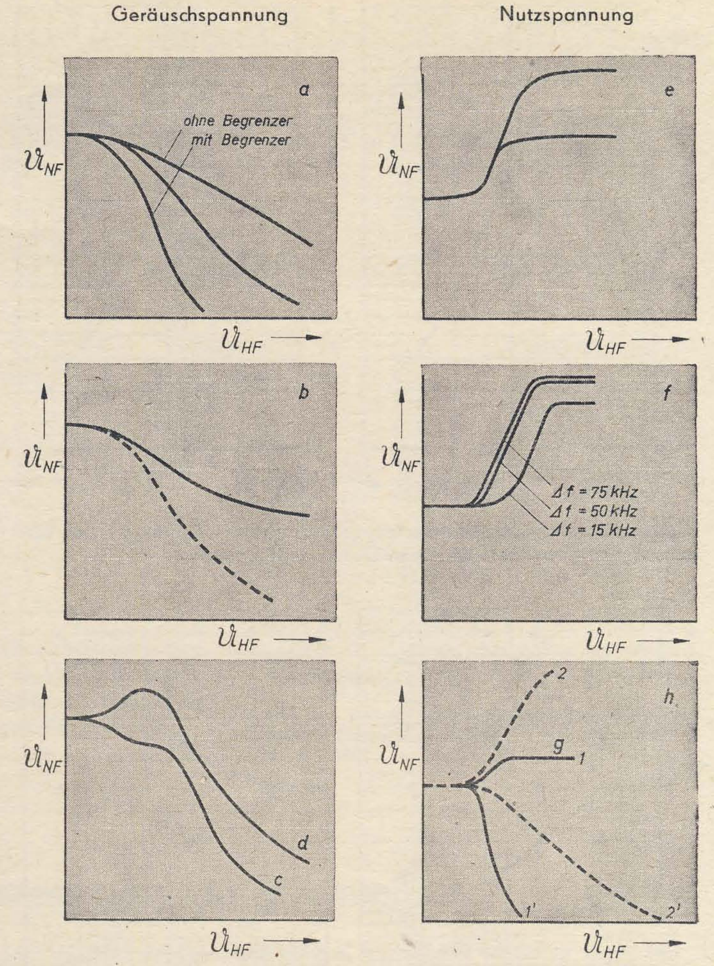


Bild 9: Der prinzipielle Verlauf der Geräusch- und Nutzspannungskurven bei verschiedenen Eigenschaften des Empfängers

einmal die niederfrequente Rauschabstandsberechnung nach der Messung des Rauschfaktors und dieser letzten Methode, der direkten Messung des niederfrequenten Geräuschabstandes, vorgenommen werden. Dazu wird die gleiche Bezeichnung wie im Bild 3 benutzt, wo auf der Abszisse die HF-Eingangsspannung und auf der Ordinate die Rausch- bzw. Geräuschabstände aufgetragen wurden. Im Bild 8 wurden einmal die gemessenen Geräuschabstände eines Empfängers mit verschiedenem Demodulator- und Begrenzerteil und außerdem die berechneten Rauschabstände nach der Messung des Rauschfaktors eingetragen. Da es sich um den gleichen Empfänger handelt, war der gemessene Rauschfaktor einheitlich 13 kT_0. Man erkennt daran, daß zwischen den beiden Empfindlichkeitsmeßverfahren bei dem üblichen Geräuschabstandswert von 26 db ein beträchtlicher Unterschied besteht, der außerdem noch je nach dem verwendeten Demodulator- und Begrenzerteil variiert, obwohl die kT_0-Zahl die gleiche ist. Die Ursache der Abweichung ist vor allem durch die Annahme einer idealen Begrenzung bei der Berechnung entstanden, die volle Begrenzerwirkung ist jedoch bei kleinen Eingangsspannungen nicht mehr gewährleistet. Die Abweichung wird um so größer, je kleiner die Eingangsspannung und damit der Rauschabstand wird. Außerdem ist eine, mit dem gleichen Rauschfaktor berechnete Kurve für einen AM-Empfänger eingetragen, an der man sehen kann, daß, wie allgemein bekannt, der FM-Empfänger bei sehr kleinen Geräuschabständen unempfindlicher werden kann als ein AM-Empfänger mit 30% Modulationsgrad und derselben Bandbreite und demselben Rauschfaktor. Weiterhin ist zu beachten, daß bei der berechneten Empfindlichkeitsgeraden der Rauschabstand und nicht der Geräuschabstand aufgetragen wurde, das heißt, das Ohrkurvenfilter ist bei der theoretischen Geraden unberücksichtigt geblieben. Würde man diesen Einfluß noch mit einbeziehen, so würde die theoretische Gerade weiter nach links, also nach empfindlicheren Werten, parallel verschoben sein und damit den Unterschied zwischen den beiden Methoden noch vergrößern. Bei größeren Eingangsspannungen müßten die theoretischen Geraden und die Kurve der direkten Geräuschabstandsmessung ineinanderlaufen, da die Begrenzung voll wirksam ist. Das Abbiegen von der berechneten Kurve bei größeren Eingangsspannungen rührt von dem Restnetzbrumm her, wodurch ein weiteres Ansteigen des Geräuschabstandes über einen gewissen Wert auch bei großen Eingangsspannungen nicht mehr erreicht wird. Man kann daran erkennen, welches Maximum an Geräuschabstand erzielt wird. Es ist dabei anzustreben, daß der maximale Wert des Geräuschabstandes nicht unter 40 db liegt und möglichst 60 db erreicht.

Aus diesen Feststellungen heraus ist also bereits begründet, daß nur das direkte Messen des niederfrequenten Geräuschabstandes geeignet ist, eine exakte Empfindlichkeitsmessung durchzuführen. Dies liegt, wie nochmals betont werden soll, an dem nichtlinearen Verhalten des Empfängers, insbesondere bei dem verhältnismäßig kleinen Geräuschabstand von 26 db. Damit ist die Frage über die beste Methode zur Messung der Empfindlichkeit entschieden.

Die direkte Messung des niederfrequenten Geräuschabstandes bietet noch eine Reihe weiterer Vorteile, da sie einen Einblick in die Funktionen des UKW-Empfängers gestattet. Aus diesem Grunde sollen zunächst die prinzipiellen Eigenschaften der Nutz- bzw. Geräuschspannungskurve (Bild 9) behandelt werden.

Der Verlauf der Geräuschspannungskurve läßt folgende Schlüsse zu:

a) Bei fehlender Begrenzung fällt der Störpegel flach ab, während bei guter Begrenzung der Abfall steiler ist.

b) Bei großem Netzbrumm biegt der Störpegel schon bei kleinen Eingangsspannungen zu einer parallelen Geraden zur Abszissenachse um und weist damit auf einen Fehler im Netzteil hin.

c) Höcker auf der Störspannungskurve deuten auf Schwingneigung im HF- oder ZF-Teil hin.

d) Höcker können auch auftreten, wenn die Zwischenfrequenz verstimmt wird, was bei schwundgeregelten Empfängern durch Verändern der Röhreneingangskapazität geschehen kann.

Aus dem Verlauf der Nutzspannungskurve kann man folgende Schlußfolgerungen ziehen:

e) Das Umbiegen der Nutzspannungskurve gibt Auskunft über den Begrenzereinsatz. Der Begrenzereinsatz erfolgt bei kleinen Spannungswerten, wenn das Umbiegen der Nutzspannungskurve zur Waagerechten bei kleinem Nutzpegel erfolgt. Ist auch nach dem Umbiegen die Nutzspannungskurve noch nicht waagerecht, so ist die Wirkung des Begrenzers unvollständig.

f) Betrachtet man verschiedene Nutzspannungskurven, die durch verschiedenen Frequenzhub entstehen, so müssen die einzelnen Kurvenzüge bei größeren Eingangsspannungen parallel verschoben sein. Liegen die Kurven bei großen Frequenzhüben dicht beisammen oder überdecken sie sich, so ist die HF- bzw. ZF-Bandbreite des Empfängers oder der Durchlaßbereich des Umformers zu schmal.

g) Macht der Nutzpegel einen plötzlichen Knick, so kann auch eine Übersteuerung des NF-Teiles vorliegen.

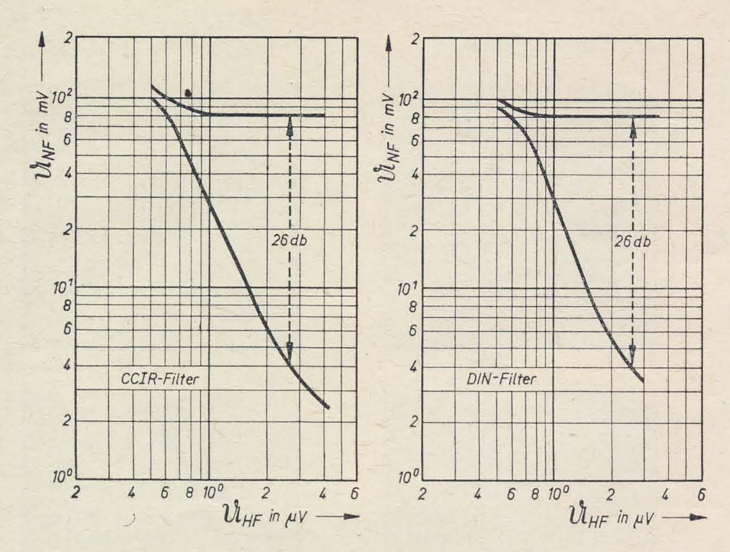


Bild 10: Die Nutz-Geräuschspannungskurven eines Empfängers bei Verwendung von zwei verschiedenen Ohrkurvenfiltertypen

h) Die Kurven zeigen nochmals den Unterschied zwischen einem Empfänger mit guter und einem Empfänger mit schlechter Begrenzung. Bei schlechter Begrenzung ergeben sich Nachteile, wie starke Anfälligkeit gegen äußere Amplitudenstörungen (zum Beispiel Fading usw.).

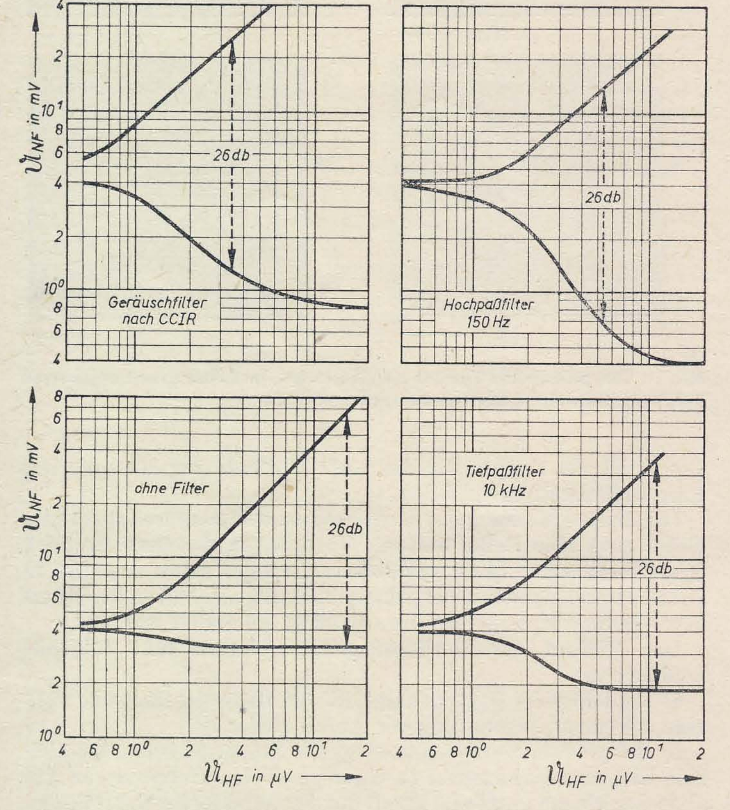
Eine Ausnahme von dieser Regel macht nur der Ratiodetektor, der eine Begrenzung in sich selbst enthält, jedoch nur für kurzzeitige Vorgänge, je nach der Zeitkonstante. In der Nutzspannungs-Geräuschspannungskurve zeigt sich, daß die Nutzspannung bei niedrigen Eingangsspannungen keinen Maximalwert besitzt, während die Geräuschspannung wie bei einem Empfänger mit zusätzlicher Begrenzung steil abfällt.

Das Bild 10 zeigt den Einfluß der zwei oben näher angegebenen Ohrkurvenfilter auf die Messung. Es zeigt sich, daß der Unterschied sehr gering und bei der Aufnahme der Nutzspannungs-Geräuschspannungskurven völlig belanglos ist.

Ferner soll noch der Einfluß verschiedener anderer Filterkurven untersucht werden. Dafür wurden Messungen der Nutz-Geräuschspannung einmal mit und ohne Ohrkurvenfilter und andererseits mit vorgeschaltetem Hoch- und Tiefpaß durchgeführt (Bild 11). Aus den Diagrammen ist zu erkennen, daß die Messung ohne Filter zu falschen Resultaten, das heißt zu sehr viel geringeren Empfindlichkeiten, führt. Vor allem wirkt sich der Netzbrumm stark aus; das läßt sich leicht nachweisen, wenn man ein Hochpaßfilter verwendet (obere rechte Kurve). Die Empfindlichkeit ist hier gegenüber der Messung ohne Filter schon beträchtlich angestiegen. Aber auch die oberen Frequenzen, die nicht unberücksichtigt bleiben dürfen, spielen eine Rolle, wie die 4. Kurve zeigt, die mit einem Tiefpaßfilter aufgenommen wurde. Jedoch geht aus dem Diagramm klar hervor, daß besonders die Dämpfung des Netzbrumms durch das Filter sehr wesentlich ist. Für Vergleichszwecke ist es also wichtig, daß beim Messen der Empfindlichkeit unter keinen Umständen das Geräuschfilter weggelassen wird.

Weiterhin ist zu beachten, daß der Meßsenderausgang richtig an den Empfängereingang angepaßt ist. Bild 12 zeigt zwei Nutzspannungs-Geräuschspannungskurven, die mit einem Meßsenderausgangswiderstand von 70 Ω, einmal an den Empfänger angepaßt und das andere Mal an den 300-Ω-Eingang desselben Empfängers angelegt, aufgenommen wurden. Der Unterschied der 26-db-Empfindlichkeit ist verhältnismäßig groß.

Wie bereits im Bild 9b als Prinzipkurve angegeben, kann die ZF-Bandbreite überschlägig aus den Nutzspannungs-Geräuschspannungskurven erkannt werden, wenn man die Kurven für verschieden großen Frequenzhub aufnimmt. Bild 13 zeigt zwei derartige Diagramme, die erkennen lassen, daß der eine Empfänger eine große und der andere eine wesentlich kleinere ZF-Bandbreite besitzt. Diese Messung ergibt allerdings nur überschlägige Werte, da die Einstellung des Frequenzhubs am Meßsender nicht genau genug ist und der Durchlaßbereich des De-



← Bild 11: Die Nutz-Geräuschspannungskurven eines Empfängers bei Verwendung von verschiedenen Filtern, Grenzempfindlichkeit 12 kT_o B_n = 14 kHz, R_a = 70 Ω, $\Delta f = \pm$ 12 kHz

Bild 12: Die Nutz-Geräuschspannungskurven eines Empfängers bei Antenneneingangsanpassung und Fehlanpassung ↓

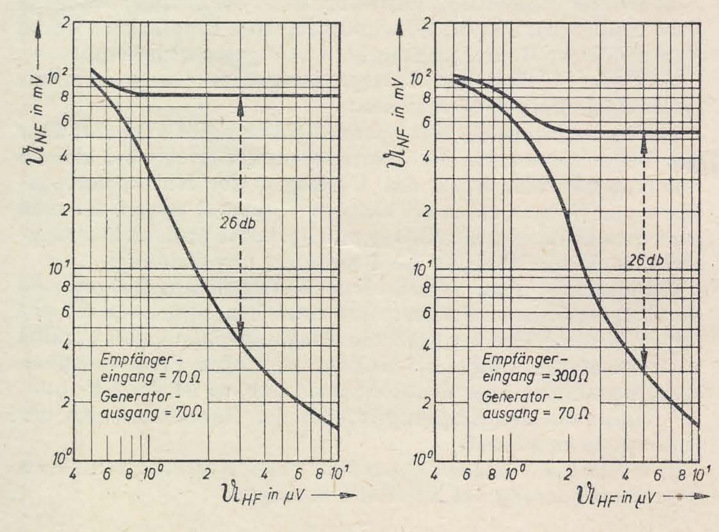
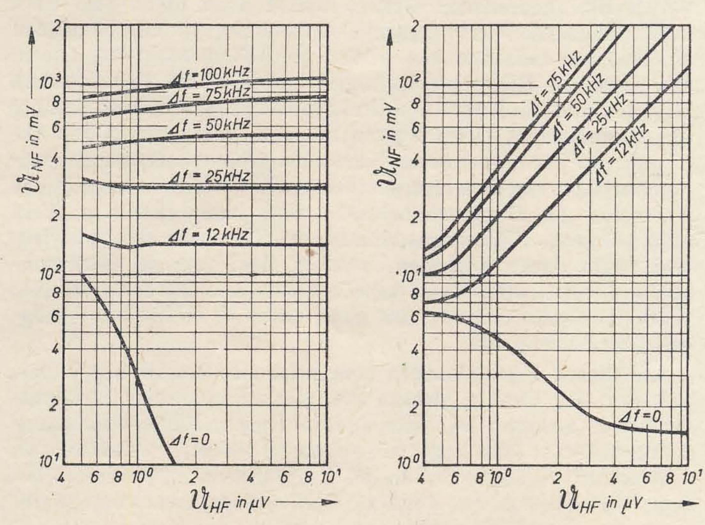


Bild 13: Die Nutz-Geräuschspannungskurven zweier Empfänger mit großer und kleiner ZF-Bandbreite ↓



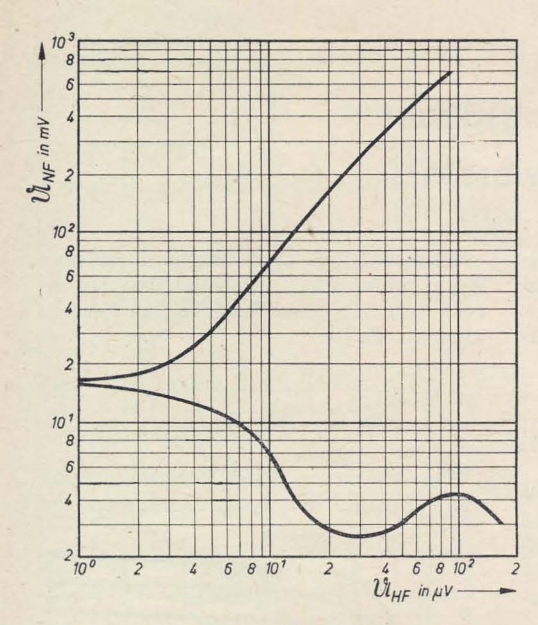


Bild 14: Die Nutz-Geräuschspannungskurve eines Empfängers mit Schwingneigung

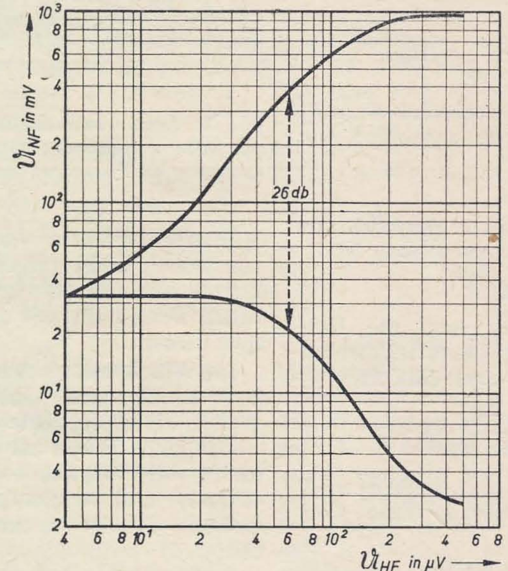


Bild 15: Die Nutz-Geräuschspannungskurve eines Empfängers mit verspätetem Begrenzereinsatz

modulators außerdem die gleiche Erscheinung hervorrufen kann.

Entsprechend der Prinzipkurve (9c) ist im Bild 14 das Diagramm eines Empfängers wiedergegeben, der eine starke Schwingneigung zeigt. Als weiteres Beispiel ist die gemessene Nutzspannungs-Geräuschspannungskurve eines Industrieempfängers mit einem verspäteten Begrenzereinsatz dargestellt (Bild 15).

Zusammengefaßt ergibt sich, daß die Berechnung der Empfindlichkeit eines UKW-Empfängers aus der Rauschfaktormessung infolge des nichtlinearen Verhaltens verschiedener Schaltelemente nicht genügt, um die wirkliche Empfindlichkeit zu bestimmen. Demgegenüber ist die direkte Aufnahme der Nutzspannungs-Geräuschspannungskurven unter Einschaltung eines Ohrkurvenfilters oder Geräuschfilters so vorteilhaft, daß diese Methode vorzuziehen ist, da sie außerdem die Möglichkeit bietet, Fehler im Gerät oder besondere Eigenschaften des Empfängers zu erkennen. Um den Vergleich der Empfindlichkeit für verschiedene UKW-Empfänger zu ermöglichen, wobei die Empfindlichkeit durch einen Eingangsspannungswert charakterisiert ist, sollen zum Schluß nochmals die Bedingungen für die Messung angegeben werden. Die Empfindlichkeit wird als ein Wert der Eingangsspannung in µV bei einem Geräuschabstand von 26 db und bei einem Frequenzhub von ± 12 kHz angegeben. Der Modulationston soll dabei 1000 Hz betragen. Die feste Trägerfrequenz, bei der die Messung ausgeführt wird, soll im Gebiet von 92 bis 94 MHz liegen. Dabei ist darauf zu achten, daß die Empfindlichkeit an den Grenzen des UKW-Bereiches (87,5 bis 100 MHz) nicht wesentlich von der Messung bei 92 bis 94 MHz abweicht. Der Meßsenderausgang sollte mit 70 Ω an den Empfängereingang angepaßt und die Messung stets mit einem Geräuschfilter in einem abgeschirmten Raum durchgeführt werden. Die NF-Bandbreite sollte 15 kHz betragen bzw. stets genau angegeben werden, um zum Vergleich eine überschlägige Umrechnung nach Gleichung (14) vornehmen zu können.

Literatur

[1] Strutt, M. J. O.: Lehrbuch der drahtlosen Nachrichtentechnik, Bd. IV „Verstärker und Empfänger". Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg.

[2] Rothe, H.: „Die Röhre im UKW-Empfänger", Teil III, Franzis-Verlag, München.

[3] Zeiger, G.: Diplomarbeit, Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronenröhren der Technischen Hochschule Dresden.

[4] Rint, C.: „Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker", Bd. III, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde.

[5] Archiv Technisches Messen (ATM) V 373—14 und V 373—15.

Zum Kündigungsschutz im Rundfunkmechanikerhandwerk

Die Verordnung über Kündigungsrecht macht den Ausspruch von Kündigungen durch die Betriebe von der Erfüllung verschiedener Voraussetzungen abhängig. Es muß deshalb immer wieder darauf verwiesen werden, daß die Schutzvorschriften dieser Verordnung von allen Betrieben ohne Rücksicht auf ihre Art und Größe angewendet werden müssen. So schreibt auch der für das Rundfunkmechanikerhandwerk geltende „Tarifvertrag für die Handwerksbetriebe des Wirtschaftszweiges Metall" vom 1. Januar 1954 ausdrücklich vor: „Bei Kündigungen und Entlassungen gelten die gesetzlichen Bestimmungen (Gesetz der Arbeit § 38 und Verordnung über Kündigungsrecht vom 7. Juli 1951)". Ebenso wie alle anderen tariflichen Bestimmungen trägt auch diese zwingenden Charakter. Damit nicht aus Unkenntnis gegen die Bestimmungen des Kündigungsschutzes verstoßen wird, ist die Verordnung über Kündigungsrecht dem erwähnten Tarifvertrag als Anlage beigefügt.

Kündigungen dürfen nur schriftlich unter gleichzeitiger Angabe der Gründe und unter Einhaltung der Kündigungsfristen von drei bzw. 14 Tagen ausgesprochen werden. Darüber hinaus bedarf jede Kündigung eines Arbeitsrechtsverhältnisses, die vom Betrieb ausgeht, der vorherigen Zustimmung der Betriebsgewerkschaftsleitung (BGL). All diese Voraussetzungen müssen gemeinsam erfüllt sein, um eine Kündigung rechtswirksam zu machen. Betriebsgewerkschaftsleitungen bestehen jedoch nur in größeren Betrieben, nicht auch in handwerklichen Betrieben. Mit Recht ist deshalb die Frage aufgetaucht, ob auch in derartigen Kleinbetrieben zu Kündigungen eine gewerkschaftliche Zustimmung erforderlich ist und wer diese auszusprechen hat. Diese Frage hat das Oberste Gericht der Deutschen Demokratischen Republik in einem Urteil vom 22. Februar 1955 in einem für die Werktätigen günstigen Sinne wie folgt geklärt: „Das gewerkschaftliche Mitbestimmungsrecht bei Kündigungen gilt auch für kleingewerbliche Betriebe, in denen eine gewerkschaftliche Vertretung nicht besteht". Zuständig für die Erteilung der Zustimmung ist in diesen Fällen die Orts- oder Dorfgewerkschaftsleitung. Der Handwerksmeister muß sich deshalb an diese wenden und vor der beabsichtigten Kündigung eines Beschäftigten deren Zustimmung einholen.

Unterläßt der Handwerker die Einholung dieser Zustimmung und spricht er eine Kündigung ohne diese aus, so ist sie rechtsunwirksam. Die Rechtsunwirksamkeit tritt jedoch nicht automatisch ein. Nach einem Urteil des Bezirksarbeitsgerichts Suhl vom 20. Juli 1954 ist auch eine solche Kündigung an sich rechtswirksam und bringt das Beschäftigungsverhältnis zur Beendigung. Dem Gekündigten steht jedoch das Recht zu, innerhalb einer Frist von 14 Tagen nach Zugang der Kündigung das Kreisarbeitsgericht anzurufen und bei diesem Klage auf Feststellung der Unwirksamkeit der Kündigung einzureichen. Das Gericht muß dann dem Klagebegehren entsprechen und die Kündigung wegen des Fehlens der gewerkschaftlichen Zustimmung für unwirksam erklären. Dies hat zur Folge, daß das Beschäftigungsverhältnis bestehen bleibt und der Werktätige an seinem bisherigen Arbeitsplatz zu den gleichen Arbeitsbedingungen weiter zu beschäftigen ist. Ihm etwa entgangener Arbeitsverdienst ist durch den Betrieb zu ersetzen. *kl-s.*

cand. rer. nat. HANS-JOACHIM FISCHER

Berechnung der Eigenschwingungsdauer eines selbstschwingenden Multivibrators

Nachdem in RADIO UND FERNSEHEN Heft 23 (1955) die Wirkungsweise der einzelnen Schaltungen erläutert wurde, soll hier ein Versuch der rechnerischen Bestimmung einiger Kenngrößen der Multivibratorschaltung gemacht werden. Eine genaue Rechnung stößt auf Schwierigkeiten, so daß man (um zu tragbarem Aufwand zu gelangen) Vereinfachungen einführen muß. Man geht am besten vom Kennlinienfeld der verwendeten Röhren aus und bestimmt die Arbeitspunkte, die Größen der Schaltelemente und damit schließlich die Eigenfrequenz.

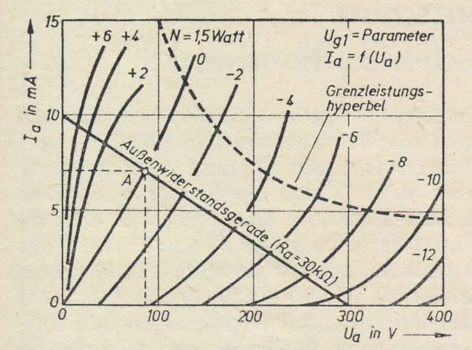


Bild 1: Anodenstrom-Anodenspannungs-Diagramm einer Doppeltriode mit Außenwiderstandsgerade und Arbeitspunkt

Das I_a-U_a-Kennlinienfeld einer häufig verwendeten Triode (ECC 81 oder 6 SN 7) zeigt Bild 1. Man zeichnet zuerst die Außenwiderstandsgerade ein. Zur Konstruktion dieser Geraden sei ein Beispiel gegeben: $U_b = 300$ V als Speisespannung, $R_a = 30$ kΩ als Außenwiderstand. Dann verläuft die Außenwiderstandsgerade von $I_a = 0$, $U_a = 300\ \text{V} = U_b$ bis zum Punkte $U_a = 0$ und $I_a = 10$ mA als Anodenstrom in diesem Punkte. Die eingezeichnete Gerade schneidet die Kennlinie für $U_g = 0$ V im Arbeitspunkt A. Hieraus ergeben sich die Anodenspannung $U_{ao} = 80$ V und der Ruhestrom $I_{ao} = 7$ mA. Die für die Ladung und Entladung der Koppelkondensatoren geltenden Ersatzschaltbilder zeigt Bild 2. Aus diesen läßt sich nun der Gesamtwiderstand im Ladekreis berechnen.

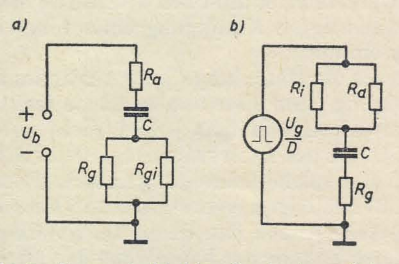


Bild 2: Ersatzschaltbilder für Ladung (a) und Entladung (b) der Koppelkondensatoren im Multivibrator (Bild 2, RADIO UND FERNSEHEN HEFT 23 (1955)); U_b = Anodenspeisespannung; R_a = Außenwiderstand; C = Koppelkondensator; R_g = Gitterableitwiderstand; R_{gi} = Gitter-Katoden-Widerstand; R_i = Röhreninnenwiderstand; $\frac{U_g}{D}$ = Ersatzspannungsquelle für die Röhre

Es ist

$$R_{ges,\,L} = R_a + \frac{R_g \cdot R_{gi}}{R_g + R_{gi}}. \quad (1)$$

Dabei bedeuten R_g den Gitterableitwiderstand und R_{gi} den Innenwiderstand der Gitter-Katodenstrecke der verwendeten Röhre im leitenden Zustand.

Im Ladefalle wird der wirksame Gitterwiderstand

$$R_{ggi} = \frac{R_g \cdot R_{gi}}{R_g + R_{gi}} \approx R_{gi}. \quad (2)$$

Der fließende Kondensatorladestrom I_c ruft an R_{ggi} einen Spannungsabfall von

$$U_g = I_c \cdot R_{ggi} \quad (3)$$

hervor.

Dadurch wird die Röhre gesperrt. Die Zeitkonstante dieser Sperrperiode ist

$$\tau_1 = R_{ges,\,L} \cdot C. \quad (4)$$

Anschließend hieran setzt die Entladung von C ein. Der Gesamtwiderstand im Entladekreis wird nach Bild 2b

$$R_{ges,\,E} = \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} + R_g. \quad (5)$$

Dieser Wert weicht nur wenig von R_g ab. Die Entladungszeitkonstante wird dann

$$\tau_2 = R_{ges,\,E} \cdot C. \quad (6)$$

Ist das Entladen beendet, fällt U_a auf den Wert der Ruhespannung U_{ao} ab. Der Abfall wird

$$\Delta U_a = U_b - U_{ao}. \quad (7)$$

Der beginnende Stromfluß des Entladestromes von C beträgt dann

$$I_c = \frac{U_b - U_{ao}}{R_{ges,\,E}}. \quad (8)$$

Damit wird die maximale Gittervorspannung

$$|U_{gm}| = I_c \cdot R_{ges,\,E}. \quad (9)$$

Die Entladung erfolgt exponentiell. Man findet aus der Exponentialgleichung dieses Vorgangs nach einigen Umformungen leicht die Halbperiodendauer zu

$$\frac{\tau}{2} = \tau_2 \cdot \frac{\log \left| \frac{U_{gm}}{D \cdot U_a} \right|}{\log e}, \quad (10)$$

wobei $-D \cdot U_a$ die Gittervorspannung ist, bei der die Röhre gerade beginnt, Strom zu führen. Als Kehrwert dieser Periodendauer ergibt sich dann schließlich der Wert der Eigenfrequenz

$$f_i = \frac{1}{\tau}. \quad (11)$$

Ebenso ist es auch möglich, daß man die Eigenfrequenz des Multivibrators direkt aus den oben berechneten Werten ableitet. Es ist

$$f_i = \frac{1}{2 \cdot R_{ges}(E) \cdot C \cdot \ln \left| \frac{U_{gm}}{D \cdot U_a} \right|} \quad (12)$$

Das Anwenden dieses Verfahrens setzt die Kenntnis der I_a-U_a-Kennlinien der Multivibratorröhren voraus. Diese können jedoch leicht aufgenommen werden. Zur näheren Erläuterung des hier beschriebenen Verfahrens soll das folgende Beispiel dienen.

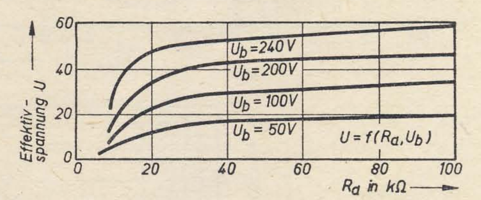


Bild 3: Anodenwechselspannung als Funktion des Außenwiderstandes mit der Anodenspeisespannung als Parameter (gemessene Werte)

Die Widerstandsgerade im Bild 1 ist für $R_a = 30$ kΩ und $U_b = 300$ V gültig. Weiter wird festgelegt: $R_{g1} = R_{g2} = R_g = 500$ kΩ, $R_{gi} = 1$ kΩ und $R_i = 10$ kΩ (durch die verwendeten Röhren bestimmt) und schließlich $C_1 = C_2 = C = 1$ nF. Es ist demnach nach Gleichung (1)

$$R_{ges} = 30 + \frac{500 \cdot 1}{500 + 1} \approx 31\ \text{k}\Omega. \quad (13)$$

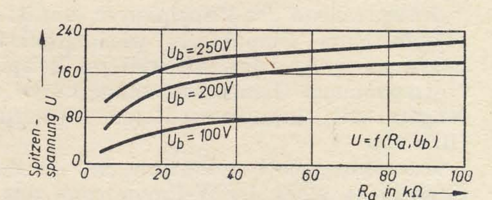


Bild 4: Theoretische Werte der Anodenwechselspannung des Multivibrators analog zu Bild 3

Der Gesamtwiderstand im Entladekreis wird:

$$R_{ges} = \frac{10 \cdot 30}{10 + 30} + 500 \approx 508\ \text{k}\Omega. \quad (14)$$

Die Entladungskonstante ergibt sich dann zu

$$\tau_2 = 508 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-9} = 508\ \mu\text{s}. \quad (15)$$

Nach Gleichung (10) findet man

$$\frac{\tau}{2} = \frac{508 \cdot 10^{-6} \cdot \log \frac{230}{10}}{0{,}4343} \quad (16)$$

$$= 508 \cdot 10^{-6} \cdot 3{,}08 = 1{,}54\ \text{ms},$$

wobei $D \cdot U_a$ für die verwendete Röhre gleich 10 V und U_{gm} nach den Gleichungen (7), (8) und (9) berechnet ist.

Die Eigenfrequenz wird schließlich

$$f_i = \frac{1}{3{,}18 \cdot 10^{-1}} = 315 \text{ Hz.} \qquad (17)$$

Man kann verschiedene Kenngrößen des Multivibrators bestimmen, ebenso wie man sein Verhalten im Betrieb näher untersuchen kann. Für die Anwendung interessiert, welche Ausgangsspannungen der Multivibrator bei gegebener Speisespannung und gegebenem Außenwiderstand liefern kann. Diese Werte der Funktion $U = f(R_a, U_b)$ können berechnet werden. Ihre Messung ist eine der gestellten Teilaufgaben. In den Bildern 3 und 4 sind die gemessenen und berechneten Werte der Ausgangsspannung dargestellt.

In der Praxis sind einer Berechnung von Kennwerten durch die stets vorhandenen Streukapazitäten Grenzen gesetzt. Die Streukapazitäten sind von dem jeweiligen Aufbau abhängig und können nicht vorher einkalkuliert werden. Weiterhin sind die Röhrenkenngrößen nicht so exakt festzulegen und stellen Mittelwerte dar, so daß man für die Praxis mit einem Fehler bis zu 20% rechnen kann, der zwischen Rechnung und Messung besteht. Man verwendet die Rechnung dann zur Orientierung und gleicht das aufgebaute Gerät auf die geforderten Werte ab.

Für spezielle Zwecke, zum Beispiel für Taktgeber beim Fernsehen, kann man die Genauigkeit eines Multivibrators durch Einbau einer Laufzeitkette auf sehr hohe Werte bringen.

Zwei neue Resonanzwellenmesser

Für viele Meßaufgaben werden sich Resonanzwellenmesserschaltungen trotz ihrer beschränkten Meßgenauigkeit immer neben Überlagerungswellenmessern behaupten. Es sollen hier zwei einfache Wellenmesser beschrieben werden, die von Grundig Electronic und von Philips in ähnlicher Konstruktion herausgebracht wurden.

Die Geräte dienen als Resonanzfrequenzmesser in der Griddipmeterschaltung zur Bestimmung der Resonanzfrequenz von Schwingkreisen, als Wellenmesser zur Frequenzmessung schwingender Oszillatoren, als amplitudenmodulierte Prüfoszillatoren und als Empfänger. Die Frequenz ist in mehreren Bereichen durch Steckspulen wählbar und läßt sich mittels eines Drehkondensators auf 1,5 bzw. 2 % genau einstellen.

Grundig-Resonanzmeter I Typ 709 und II Typ 701

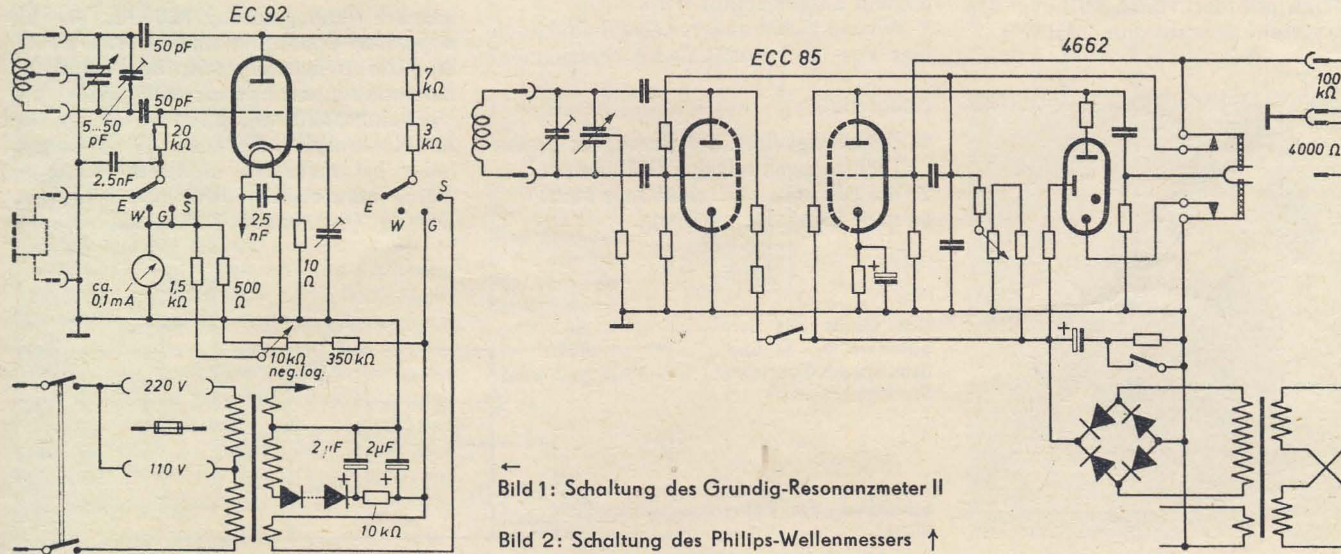
Das Grundig-Gerät wird in zwei Ausführungen geliefert, die sich außer in kleinen schaltungstechnischen Abweichungen nur durch die Frequenzbereiche unterscheiden: I hat sechs Steckspulen, mit denen 100 kHz bis 20 MHz erfaßt werden, während II ebenfalls mit sechs Spulen 1,7 bis 250 MHz umfaßt. Die Abmessungen des Gerätes sind 200 × 75 × 55 mm. In einem handlichen Kunststoffgehäuse wiegt es nicht mehr als 0,8 kg. Außer dem Drehkoantrieb, der gleichzeitig als Strichzeiger über eine auf die Frontplatte aufgedruckte Skala läuft, hat das Gerät einen Betriebsartenschalter mit den Stellungen: E = Empfänger, G = Grid-Dipper, W = Absorptionswellenmesser, S = Prüfsender 50 Hz moduliert. Das Gerät ist mit einer Röhre EC 92 bestückt (Bild 1). Die Anzeige erfolgt durch ein eingebautes 100-μA-Instrument. Für einen 4000-Ω-Kopfhörer sind Anschlußbuchsen vorgesehen. Ein Empfindlichkeitsregler gestattet, die Anzeigeempfindlichkeit des Instrumentes durch veränderliche Gitterstromkompensation einzustellen. Bei Betrieb als Grid-Dipper zeigt das Anzeigeinstrument den durch die Oszillatoramplitude verursachten Gitterstrom an. Ein Resonanzkreis, dessen Windungsebene der Stirnfläche der Steckspule angenähert wird, entzieht dem in Dreipunktschaltung arbeitenden Oszillator Energie, wodurch der Gitterstrom zurückgeht. Die unbestimmte Frequenz des getesteten Schwingkreises wird beim Durchstimmen des Resonanzmeters angezeigt. Zur Ausnutzung der maximalen Anzeigegenauigkeit muß die Kopplung zwischen Prüfling und Instrument so lose sein, wie es die Anzeige gerade noch zuläßt. Bei Betriebsart S wird der mit 50 Hz amplitudenmodulierte Oszillator induktiv an eine Empfängerschaltung gekoppelt. In der Betriebsart W arbeitet die EC 92 ohne Anodenspannung als HF-Gleichrichter. Die Meßspannung wird wieder induktiv in die Steckspule eingekoppelt. Maximalausschlag des Instrumentes zeigt die Resonanzstellung der Frequenzskala. Bei der Betriebsart E ist die Schaltung ähnlich wie bei W, nur daß an Stelle des Instrumentes ein Kopfhörer als Indikator dient und die niederfrequente Modulationsfrequenz anzeigt.

Philips-Wellenmesser GM 3121

Das Gerät umfaßt mit sieben Steckspulen die Frequenzen von 2,5 bis 260 MHz. Es unterscheidet sich von dem oben beschriebenen dadurch, daß es an Stelle des Instrumentes eine Neon-Glimmröhre 4662 als Resonanzindikator benutzt. Außerdem ist durch Bestückung mit der Doppeltriode ECC 85 eine Steigerung der Empfindlichkeit durch Benutzen einer Spannungsverstärkerstufe erreicht worden.

Buchsen für den Anschluß eines hochohmigen Instrumentes (100 kΩ) oder eines 4000-Ω-Kopfhörers sind vorhanden. Das eine Triodensystem dient wieder als Oszillator oder nach Abschalten der Anodenspannung als Diodengleichrichter. Die Richtspannung wird von dem als Gleichspannungsverstärker wirkenden zweiten Triodensystem verstärkt und von der Resonanzglimmröhre angezeigt. Ein Kompensationsregler dient als Empfindlichkeitseinsteller. Die Richtspannung kann auch durch ein eingestecktes Instrument oder Röhrenvoltmeter gemessen werden. Der Kopfhörerstecker schaltet die Verstärkerröhre als NF-Verstärker für das niederfrequente Modulationssignal. Läßt man bei angeschlossenem Kopfhörer den Oszillator schwingen, so kann man die zu messende Frequenz nach der Interferenzmethode bestimmen. Bild 2 zeigt die Schaltung dieses Wellenmessers.

Heimann



← Bild 1: Schaltung des Grundig-Resonanzmeter II

Bild 2: Schaltung des Philips-Wellenmessers ↑

Dipl.-Ing. FRIEDRICH ISER

Ein Fotoblitzgerät mit normalen Glühlampen

Das fertige Fotoblitzgerät

Dem Fotoamateur und natürlich auch jedem Berufsfotografen sind die heute in großer Zahl auf dem Markt erhältlichen Fotoblitzgeräte bekannt. Sie lassen sich in zwei Gruppen einteilen: Geräte mit Blitzlampen und Geräte mit Blitzröhren.

Bei den Blitzlampen (Vakublitz) ist der aus den Anfängen der Fotografie bekannte offene Verbrennungsvorgang, bei dem das Blitzlichtpulver verwendet wurde, in einen gasdicht zugeschmolzenen Glaskolben verlagert, und brennbare Leichtmetallfolie wird bei Anwesenheit von Sauerstoff zum Entzünden gebracht. Für jede Aufnahme ist also ein Vakublitz erforderlich.

Bei den Blitzröhren handelt es sich um eine Gasentladung von meist mit Xenon gefüllten Gasentladungslampen. Der Vorgang wird durch einen Hochspannungsimpuls eingeleitet; als Stromquelle dient entweder ein Spezialkondensator hoher Kapazität oder die positive Halbwelle des Netzwechselstroms (durch die Blitzröhre fließt der Strom immer nur in einer Richtung). Die Stromstärke dabei ist sehr hoch und der Stromimpuls sehr kurz ($^1/_{300}$ bis $^1/_{5000}$ s). Die Zahl der möglichen Entladungen einer Blitzröhre beträgt 10000 bis 50000. Im Gegensatz zu den Blitzlampen stellen also die Blitzröhren sozusagen eine Dauerblitzquelle dar.

Man kann also feststellen, daß Blitzlampen nur einmal zu verwenden und daher teuer sind. Die Blitzdauer beträgt $^1/_{40}$ s und länger.

Blitzröhren (Dauerblitze) sind dagegen billig im Betrieb, wobei die Anschaffungskosten mit dem erforderlichen Gerät jedoch verhältnismäßig hoch sind. Blitzröhren haben eine Blitzdauer von etwa $^1/_{300}$ bis $^1/_{5000}$ s (je nach Röhrentyp und Schaltung).

In diesem Zusammenhang seien erst einige Bemerkungen zur Synchronisation des Fotoblitzes gemacht. Bei einer einwandfreien Synchronisation wird die selbstverständliche Bedingung erfüllt, daß das Maximum der Lichtstärke des Fotoblitzes mit der vollen Öffnung des Kameraverschlusses zusammenfällt.

Da in der Praxis in den meisten Fällen entweder der Blitz oder der Verschluß schneller ist, hat man bei den Fotoapparaten die M- oder die X-Synchronisation eingeführt.

Bei der M-Synchronisation erfolgt die zum Auslösen des Blitzes in der Kamera notwendige Kontaktgabe etwa 16 ms vor dem Öffnen des Verschlusses. Daher wird diese Synchronisation in Verbindung mit Blitzlampen (Vakublitz) angewendet.

Besitzt der Fotoapparat X-Synchronisation, ist der in der Kamera vorhandene Kontakt so eingestellt, daß er im Moment der vollen Öffnung des Verschlusses schließt. Für diesen Fall kommen infolge der kurzen Brenndauer hauptsächlich nur Blitzröhren in Frage. Praktisch sind also die Verschlußzeiten immer länger als die Blitzdauer. Wir sprechen dann von der „Offenblitztechnik“.

Bei Kunstlichtaufnahmen verwendet man allgemein Nitraphotlampen und andere ähnliche Lampenarten, die sich den Vorteil der für das lichtempfindliche Material günstigen Verschiebung der spektralen Zusammensetzung des Lichtes einer mit Überspannung brennenden Glühlampe zunutze machen. Die stark verminderte Brenndauer der Glühlampe muß dabei in Kauf genommen werden. Es liegt nun nahe, eine solche mit Überspannung brennende Lampe nur solange als unbedingt nötig brennen zu lassen, eine Möglichkeit, die der in der Kamera vorhandene Synchronkontakt, allerdings unter Verwendung einiger zusätzlicher elektrischer Schaltelemente, bietet. Wir kommen damit zu einem Gerät, das folgende prinzipielle Wirkungsweise aufweist: Ausgelöst vom Synchronkontakt der Kamera wird eine normale Glühlampe von 110 V kurzzeitig an 220 V angeschlossen. Ein Umschalter ermöglicht durch vorheriges Hintereinanderschalten zweier 110-V-Lampen (oder durch Einschalten eines Widerstandes, wenn nur eine Lampe vorhanden ist) außerdem ein Beurteilen, ob der aufzunehmende Gegenstand genügend ausgeleuchtet wird.

Wie bei jedem anderen Gerät sind auch hier Vor- und Nachteile zu verzeichnen.

Nachteile:

1. Schwierigkeiten des Erzeugens großer Lichtmengen mit den Glühlampen,
2. die Blitzdauer ist nicht sehr kurz,
3. vom Lichtnetz abhängig.

Vorteile:

1. Geringe Anschaffungskosten,
2. billg im Betrieb wegen der großen Anzahl der möglichen Blitze und des geringen Stromverbrauches,
3. Beurteilung der Beleuchtungswirkung in fototechnischer Hinsicht, bevor die eigentliche Blitzaufnahme erfolgt, was weder beim Vakublitz noch bei den Blitzröhren erfolgen kann.

Zusammenfassend kann man also feststellen, daß die Eigenschaften des Lampenblitzes zwischen dem Vakublitz und dem Elektronenblitz liegen. Man kann zwar keine ausgesprochenen Momentaufnahmen machen, wird aber alle anderen vorkommenden Heimaufnahmen in besserer Qualität zuwege bringen.

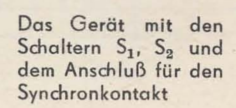
Bevor die Schaltung und der Aufbau des Gerätes näher beschrieben werden, ist es angebracht, einige lichttechnische Fragen zu streifen.

Es wurde schon erwähnt, daß Speziallampen für Fotozwecke (Nitraphotlampen) mit erhöhter Spannung betrieben werden und dadurch eine Brenndauer von nur zwei bis drei Stunden erreicht wird. Gleichzeitig verschiebt sich die spektrale Zusammensetzung des ausgesandten Lichtes nach der fotochemisch wirksamen Seite, das heißt, „die Farbtemperatur“ hat sich erhöht.

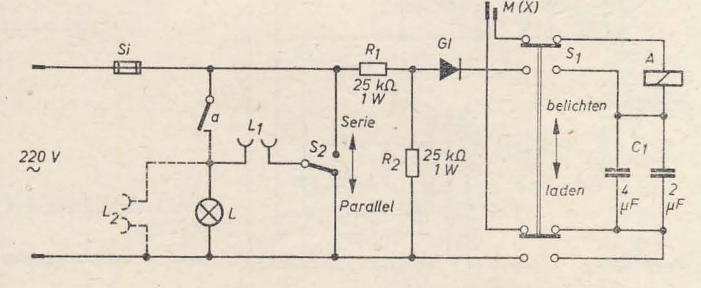
Wie liegen nun die Verhältnisse bei einer mit der doppelten Nennspannung betriebenen Glühlampe?

Die bisherigen Erfahrungen ergaben eine Lebensdauer von mehreren hundert, vielleicht sogar tausend Blitzen. Die „Farbtemperatur“ steigt auf das 1,3-fache, die Lichtmenge um das 12fache.

Beispiel: Eine 110-V/200-W-Lampe hat bei Nennspannung 3200 lm, bei der doppelten Spannung sind es etwa 38000 lm. Die Belichtungszeit, das heißt die Brenndauer, wird zweckmäßig dabei auf $^1/_{10}$ s eingestellt, was eine Lichtmenge von 3800 lm/s ergibt. Bei einer 500-W-Lampe (oder bei mehreren kleineren Lampen) würde man etwa 100000 lm/s erreichen. Die entsprechenden Leitzahlen sind im



Das Gerät mit den Schaltern S_1, S_2 und dem Anschluß für den Synchronkontakt



Schaltbild des Fotoblitzes

ersten Falle ≈ 20 und im zweiten Falle ≈ 35.

Ein wesentlicher, von den anderen Geräten nicht erreichter Vorteil liegt in der Möglichkeit, eine Beleuchtungsstudie bei Portraitaufnahmen vor dem eigentlichen Belichten mit dem Lampenblitz vorzunehmen. Die Schaltung des Gerätes gestattet noch eine weitere Möglichkeit. Mittels zweier mit der Glühlampe in Reihe liegender Buchsen kann ein entsprechender Widerstand vorgeschaltet werden, so daß die 110-V-Lampe mit ihrer Nennspannung brennt. Damit ist ein Ausleuchten des Bildes möglich, ohne daß die Person geblendet wird. Bei der Aufnahme selbst wird der Vorwiderstand kurzgeschlossen, und die 110-V-Lampe leuchtet hell auf. An dieser Stelle sei auf eine Perspektive hingewiesen, die sich für Ateliereinrichtungen ergibt. Die konsequente Durchführung dieses Schaltungsprinzips auf alle Atelierlampen würde erhebliche Einsparungen an Lampen und elektrischer Energie nach sich ziehen.

Aufbau und Wirkungsweise der Schaltung[1]

Der Aufbau der Schaltung gliedert sich in drei Stromkreise:

1. den Netzkreis,
2. den Relaiskreis und
3. den Lampenkreis.

In dem Bestreben, ein möglichst einfaches und billiges Gerät zu schaffen, sind nur funktionsbedingte Schaltelemente vorhanden. Trotzdem erfüllt die Schaltung die selbstverständliche Bedingung der Trennung des Netz- und des Lampenkreises vom Relaiskreis, in welchem der Kamerakontakt liegt.

Der Netzkreis besteht aus dem Spannungsteiler, zwei Widerständen R_1 und R_2 von je 25 kΩ, 1 W und dem Selengleichrichter Gl 110 V/30 mA.

Der Relaiskreis umfaßt den Ladekondensator C_1 zu 6 μF (4 + 2 μF) für eine Betriebsspannung von 160 V und das Relais A. Im Mustergerät wurde allerdings aus Platzgründen ein Fernsprechrelais Typ 30/303 benutzt, dessen drei Arbeitskontakte parallel geschaltet sind. Die Spulendaten dieses Relais ergeben zusammen mit dem Kondensator von 6 μF ohne zusätzliche Bauelemente die gewünschte Abfallverzögerung von etwa $^1/_{15}$ s.

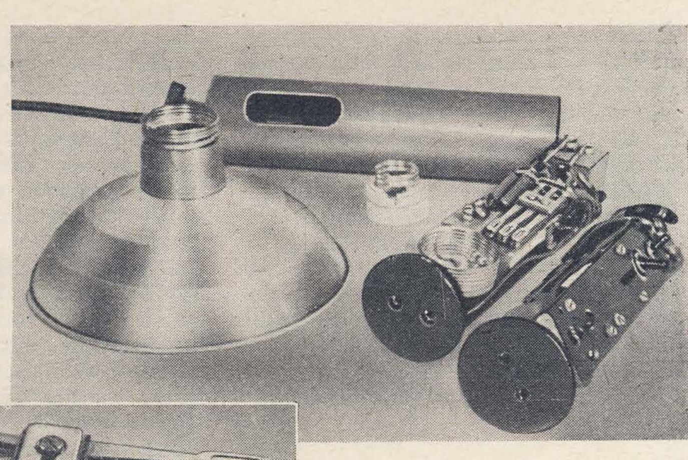
Das Trennen des Netz- vom Relaiskreis erfolgt durch den Umschalter S_1, der in der Stellung „Belichten" den Relaiskreis mit dem Kamerakontakt M bzw. X verbindet, in der Stellung „Laden" wird vom Relaiskreis nur der Kondensator C_1 an das Netz gelegt (Aufladen des Kondensators).

Der Lampenkreis liegt im Netzkreis und umfaßt den Relaiskontakt a, den Schalter S_2, die Lampe L, den Lampenanschluß L_1 und einen zweiten Lampenanschluß L_2 (gestrichelt). Zur Wirkungsweise der Schaltung ist noch folgendes zu sagen:

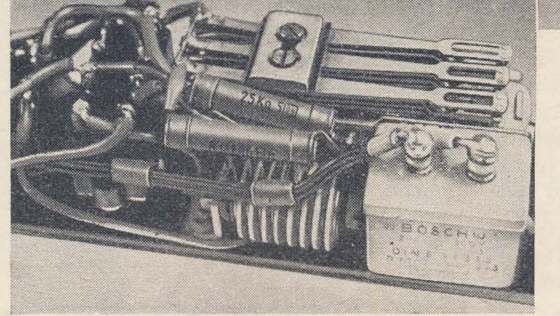
Nach dem Anschließen des Gerätes an das Netz stehen Netzkreis und Lampenkreis unter Spannung. Die Lampenkontakte L_1 und L_2 liegen am Netz und haben gegen Erde Spannung, wie bei einer Lichtsteckdose. Der Umschalter S_1 legt in Stellung „Laden" C_1 an den Netzkreis, das heißt, der Kondensator lädt sich mit der vom Gleichrichter erzeugten Gleichspannung in ungefähr $^1/_{10}$ s auf 130 V auf. Ist der Schalter S_1 in Stellung „Belichten", wird der Kondensator C_1 vom Netz getrennt. Statt dessen liegt jetzt der Kamerakontakt M (oder X) an C_1 und A, die in Reihe geschaltet sind. Schließt sich der Kamerakontakt beim Auslösen des Verschlusses, so entlädt sich der Kondensator über den Spulenwiderstand des Relais, wodurch es kurzzeitig (etwa $^1/_{15}$ s) anzieht. Der dabei entstehende kurze Stromstoß beträgt, bedingt durch den Spulenwiderstand, ungefähr 20 mA.

Die parallel geschalteten Relaiskontakte schließen den Lampenstromkreis. Hierbei ist zu berücksichtigen, daß die volle Lichtstärke infolge der Trägheit des Glühfadens erst nach einer gewissen Zeit erreicht wird (etwa 20 ms). Aus diesem Grunde ist es daher zweckmäßig, den M-Kontakt zu benutzen, da dieser etwa 16 ms vor dem Öffnen des Verschlusses schließt. Die günstigste Belichtungszeit ist daher $^1/_{25}$ s. Beim Benutzen des X-Kontaktes wird man zweckmäßigerweise eine längere Belichtungszeit einstellen ($^1/_{10}$ s). Der Schalter S_1 ist möglichst kurz vor dem Auslösen des Verschlusses in Stellung „Belichten" zu legen. Wartet man mit dem Auslösen länger als etwa 5 s, ist die Spannung an C_1 zu weit gesunken und ein sicheres Anziehen des Relais nicht mehr gewährleistet. Der Schalter S_2 und der Lampenanschluß L_1 bieten den Vorteil der Beurteilung der Beleuchtungswirkung der beiden Lampen L und L_1 bzw. der Lampe L bei Verwendung eines Vorwiderstandes an Stelle von L_1. Liegt S_2 in Stellung „Serie", so sind L und L_1 hintereinandergeschaltet. Da es sich um 110-V-Lampen handelt, so brennen beide mit ihrer Nenn-

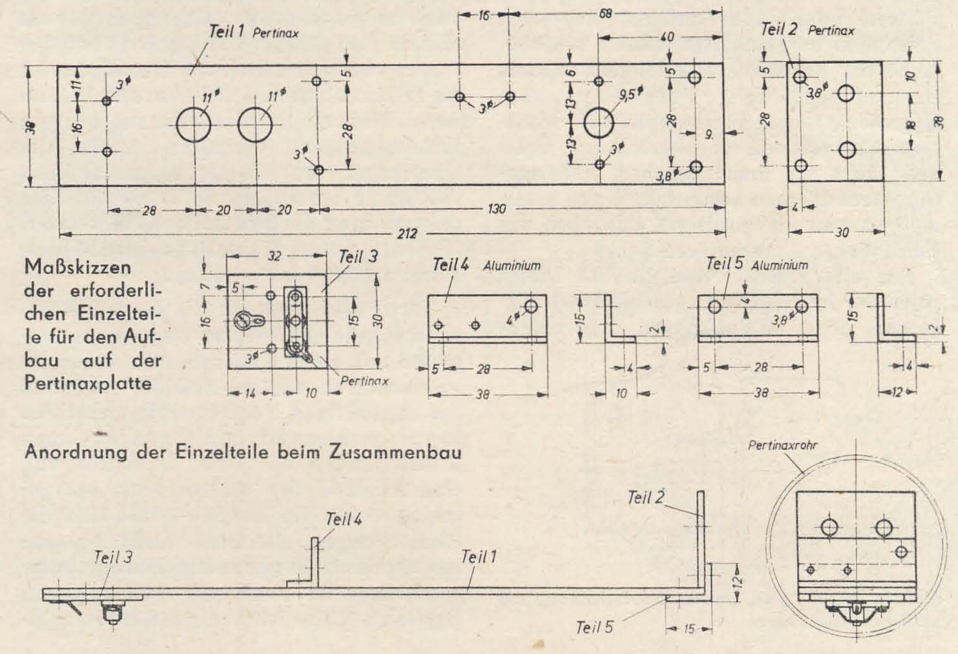
[1] Zum Patent angemeldet (WP 57 c/37659)



Einzelteile des Gerätes (rechts Aufbau der Schaltelemente auf der Pertinaxplatte)



Die Aufnahme zeigt den günstigsten Aufbau des Relais, des Gleichrichters und der Kondensatoren



Maßskizzen der erforderlichen Einzelteile für den Aufbau auf der Pertinaxplatte

Anordnung der Einzelteile beim Zusammenbau

spannung. Das Ausleuchten des Bildes geschieht also ohne Beeinträchtigung der Lebensdauer der Lampen und ohne Blendwirkung. Hat man auf diese Weise die richtige Lampenstellung ermittelt, legt man S_2 auf „parallel" und belichtet. Verwendet man statt der zweiten Lampe L_1 einen passenden Vorwiderstand, wobei S_2 in Stellung „Serie" stehen muß, so brennt L auch mit ihrer Nennspannung und das Bild kann ausgeleuchtet werden. Als Anhaltspunkt für die Auswahl des Widerstandes gilt, daß bei einer 100-W/110-V-Lampe ein Bügeleisen von 400 W für 220 V einen passenden Vorwiderstand darstellt.

Selbstbauhinweise

Wie aus den Bildern zu entnehmen ist, sind alle Bauteile auf einer Pertinaxplatte von 210 mm × 38 mm × 2 mm montiert und in ein Pertinaxrohr von 55 mm Innendurchmesser eingebaut. Eine der Abschlußplatten besitzt ein Gewinde zum Anschrauben auf das Stativ bzw. auf eine Kameraschiene und ferner die Durchführung für das Netzkabel; die andere Abschlußplatte, die zwei Buchsen für den Anschluß der zweiten Lampe hat, ist am Pertinaxrohr mit Winkeln festgeschraubt. Im Pertinaxrohr befindet sich ein Ausschnitt für die beiden Schalter S_1 und S_2 sowie für den Anschluß des Kamerakontaktes; außerdem ist die Öffnung für die Lampenfassung vorhanden. Der Reflektor ist mit der Fassung verschraubt. Die Anordnung der Teile auf der Montageplatte ist den Bildern zu entnehmen.

Dem Fotoblitzgerät liegt ein Mustergerät zugrunde, mit dem bereits eine große Anzahl Aufnahmen gemacht wurde. Beim Nachbau dieses Gerätes ist es zweckmäßig, eine Feinsicherung von etwa 4 A (Wichmann-Sicherung) vorzusehen. Eine solche Sicherheitsmaßnahme erscheint erforderlich, da bei einem Glühfadenbruch oder irgendeinem anderen Fehler der Kurzschlußstrom dadurch begrenzt wird und die Wohnungssicherungen nicht durchbrennen werden.

Verwendete Einzelteile

- 2 Widerstände je 25 kΩ, 1 W
- 2 MP-Kondensatoren; 4 μF, 160 V; 2 μF, 160 V
- 1 Selengleichrichter 110 V, 30 mA
- 1 Relais, Typ 30/303, Spulenwiderstand 5500, VEB Funkwerk Leipzig
- 2 Kippschalter
- 1 Synchronanschluß
- 2 Buchsen
- 1 Lampenfassung
- 1 Reflektor
- 1 Netzkabel mit Netzstecker
- 1 Pertinaxrohr, Innendurchmesser 55 mm, Länge richtet sich nach den Bauelementen

WERNER TAEGER

Anschluß mehrerer Mikrofone oder Tontaster an einen Verstärker

Wer hat nicht schon einmal den Wunsch gehabt, nicht nur seinen Plattenspieler an das Rundfunkgerät oder einen Verstärker anzuschließen, sondern auch die Möglichkeit zu besitzen, über ein Mikrofon die einzelnen Stücke ansagen zu können. Manchmal möchte man auch mit zwei Plattenspielern pausenlos ein Schallplattenkonzert übertragen. Der fortgeschrittene Amateur, der sich einen Magnettonbandspieler selbst gebaut hat, will gelegentlich eine Mischsendung von Band, Platten und Mikro „fahren". Ganz gleichgültig, ob man im Besitze eines 20-W-Verstärkers ist, oder nur den Niederfrequenzteil eines Rundfunkgerätes mit dem eingebauten Lautsprecher zur Übertragung heranzieht, ohne eine Mischeinrichtung ist nicht auszukommen, denn der Ablauf der Sendung würde erheblich gestört werden, wenn bei jedesmaligem Wechsel der Tonfrequenzquelle (Mikrofon, Platten- oder Magnettonbandspieler) die Leitungen umgeschaltet werden müßten. Auch die primitive Möglichkeit, mittels eines doppelpoligen Umschalters vom Mikrofon auf den Plattenspieler zu schalten, scheidet von vornherein aus, denn das führt zu unerträglichen Schaltgeräuschen, die man bestenfalls durch jedesmaliges und gleichzeitiges Zudrehen des Lautstärkereglers mildern kann.

Für alle geschilderten Zwecke leistet eines der im folgenden geschilderten einfachen oder komplizierten Überblend- und Mischgeräte gute Dienste. In Bild 1 ist ein ganz einfaches Überblendglied zum Anschluß zweier Mikrofone, zweier Plattenspieler oder eines Mikrofons und eines Plattenspielers usw. skizziert. Es ist nichts weiter erforderlich als zwei Drehwiderstände von dem gleichen ohmschen Widerstand, wie die zugehörigen Mikrofone oder Plattenspieler. Im skizzierten Beispiel hat sowohl Generator 1 (zum Beispiel das Mikrofon) als auch Generator 2 (der Platten- oder Bandspieler) je 200 Ω Innenwiderstand. Im anderen Falle müssen die beiden Generatoren einander angepaßt werden. Sollen beispielsweise ein Kohlemikrofon (200 Ω) und ein Kristalltonabnehmer (100 kΩ) benutzt werden, und hat der Verstärker selbst einen hochohmigen Eingang, so wird man zweckmäßig das niederohmige Mikrofon über einen Übertrager (Transformator) an sein zugehöriges Potentiometer anschließen. Die Widerstandsübersetzung müßte in diesem Fall $200\,\Omega : 100\,k\Omega = 1 : 500$ betragen. Da sich bei einem Transformator die Widerstände von Primär- und Sekundärseite wie die Quadrate der zugehörigen Windungszahlen verhalten, müßte der Übertrager ein Übersetzungsverhältnis von 1 : 22 aufweisen. Selbstverständlich müssen dann die beiden Drehwiderstände (Potentiometer) ebenfalls je einen Widerstand von 100 kΩ erhalten.

Bild 1: Misch- und Überblendeinrichtung mit zwei Potentiometern

Verwendet man für die beiden Drehwiderstände ein lineares Doppelpotentiometer mit einer gemeinsamen Achse, so ist darauf zu achten, daß der Anschluß der zugehörigen Tonfrequenzgeneratoren so vorzunehmen ist, daß in den jeweiligen Endstellungen der eine Generator voll eingeschaltet, der andere aber kurzgeschlossen ist. Im Betrieb selbst sind die Endstellungen allerdings nicht brauchbar, da dann die ganze Einrichtung kurzgeschlossen ist. Innerhalb eines gewissen Bereiches kann man aber mit der einfachen Apparatur gut von einem Mikrofon auf den Tontaster bzw. umgekehrt überblenden.

An Stelle der beiden im Bild 1 dargestellten Potentiometer, deren Widerstände den ohmschen Widerständen der zugehörigen Tonfrequenzgeneratoren entsprechen, kann man auch ein Potentiometer mit Mittelanzapfung verwenden, dessen ohmscher Widerstand gleich der Summe der Widerstände beider Einzelpotentiometer ist.

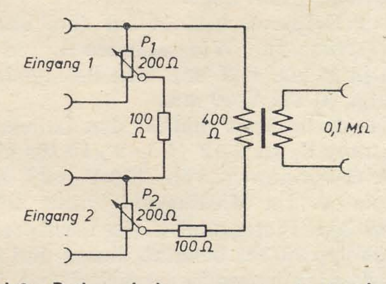


Bild 2: Reihenschaltung von zwei einzeln regelbaren Mikrofonen oder Tonabnehmern

Während die Schaltung nach Bild 1 die Überblendung durch Parallelschalten der beiden Generatoren bewerkstelligt, zeigt Bild 2 eine Reihenschaltung von 2 Mikrofonen oder Tontastern. Jeder Generator ist hier ebenfalls durch einen Drehwiderstand regelbar, es sind dies die beiden Potentiometer P_1 und P_2, die denselben Widerstand wie der zugehörige Generator haben müssen. Durch Parallelschalten von Generatoren und Potentiometer wird der resultierende Widerstand auf die Hälfte, im gezeichneten Beispiel also auf 100 Ω herabgesetzt, zum Ausgleich wird daher jedem der beiden Kreise ein weiterer Widerstand von je 100 Ω vorgeschaltet. Der Gesamtwiderstand der Reihenschaltung beträgt im voll aufgedrehten Zustand 400 Ω, daher ist der Übertrager zum Verstärker primärseitig

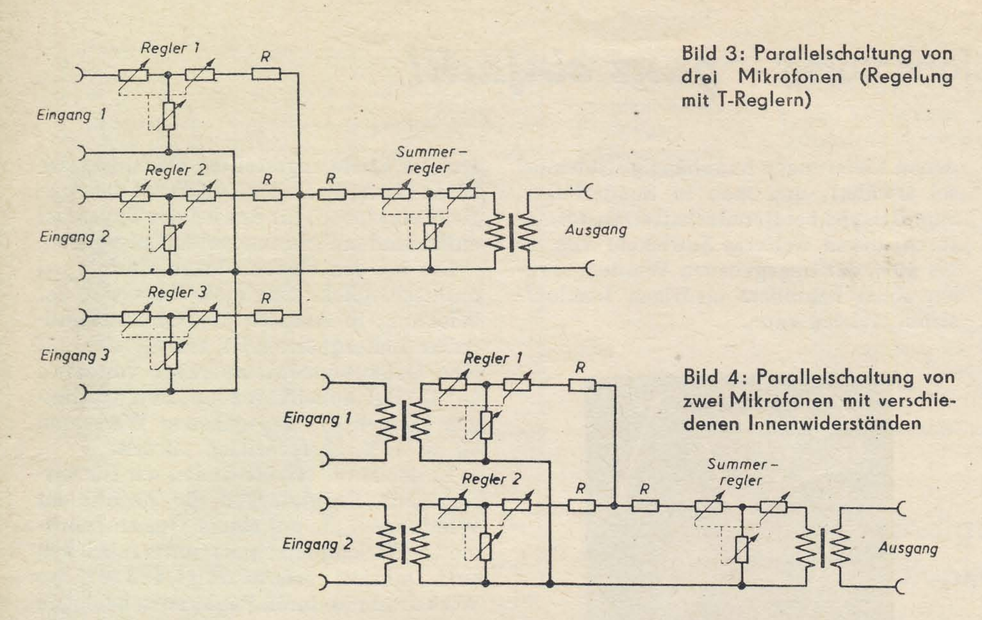


Bild 3: Parallelschaltung von drei Mikrofonen (Regelung mit T-Reglern)

Bild 4: Parallelschaltung von zwei Mikrofonen mit verschiedenen Innenwiderständen

für 400 Ω auszulegen. Im Falle voneinander abweichender Widerstandswerte der beiden Tonfrequenzgeneratoren ist entsprechend dem zu der Schaltskizze 1 Gesagten zu verfahren.

Für den Fall, daß man drei Generatoren mit je 200 Ω in Reihe schalten und jeden für sich regeln will, bleibt die Schaltung nach Bild 2 unverändert bis auf den Übertrager, der in diesem Fall statt eines Eingangswiderstandes von 400 Ω einen solchen von 600 Ω aufweisen muß.

Die bisher gezeigten Reglerschaltungen sind verhältnismäßig leicht aufzubauen und werden bescheidenen Ansprüchen auch genügen. Leider haftet ihnen ein grundsätzlicher Fehler an; sind die Mikrofone nämlich nicht voll aufgedreht, so geht die Anpassung teilweise verloren. Man erkennt dies beispielsweise in dem extremen Fall, daß beide Generatoren völlig zugedreht sind, dann beträgt der Gesamtwiderstand der Reihenschaltung nur noch 200 statt 400 Ω.

Diesen Fehler kann man nur vermeiden, wenn man statt einfacher Potentiometer komplizierte Regelglieder (sogenannte T- oder L-Regler) verwendet. Das Kennzeichen dieser Regelglieder ist, daß trotz Ändern des Spannungsverhältnisses die Gesamtwiderstände auf der Eingangs- und Ausgangsseite unverändert bleiben. Im Bild 3 ist eine Parallelschaltung von drei Tonfrequenzgeneratoren, etwa einem Mikrofon, einem Platten- und einem Bandspieler, skizziert. Jedem der drei Generatoren ist ein eigner Regler zugeordnet. Man erkennt aus Bild 3, daß jeder Regler aus drei veränderbaren Einzelwiderständen besteht, die T-förmig zusammengeschaltet sind. Außerdem ist hier noch ein Summenregler vor dem Übertrager vorgesehen, dessen Aufgabe es ist, die Gesamtspannung der Mikrofone, Tontaster usw. auf dem richtigen Wert zu halten, also zum Beispiel Übersteuerungen des nachfolgenden Verstärkers zu verhindern. Weiterhin ist eine Anzahl Ausgleichswiderstände R vorhanden; deren Zahl ist stets um 1 größer als die der zu regelnden Generatoren. Im gezeichneten Beispiel mit drei Mikrofonen müssen also vier Ausgleichswiderstände in die Schaltung eingefügt werden, die aber alle den gleichen Ohmwert besitzen. Hat man drei Mikrofone mit je 200 Ω innerem Widerstand, so werden vier Ausgleichswiderstände von je 100 Ω benötigt. Damit erhöht sich der Generatorwiderstand auf 300 Ω je Kreis. Da die drei Kreise parallel geschaltet sind, ist der resultierende Widerstand 100 Ω; mit dem vor den Summenregler geschalteten vierten Widerstand R (100 Ω) ist somit wieder der ursprüngliche Generatorwiderstand von 200 Ω hergestellt, der unabhängig von der Reglerstellung stets konstant bleibt. Die drei Einzelregler und der Summenregler sind gleichartig zu bemessen. Der hinter dem Summenregler liegende Übertrager ist sekundärseitig wieder an die erste Röhre des Verstärkers anzupassen. Sind die inneren Widerstände der Mikrofone oder sonstigen elektroakustischen Stromquellen verschieden groß, so bleibt nichts anderes übrig, als jedem Generator einen besonderen Übertrager zuzuordnen, wie es Bild 4 für zwei Mikrofone zeigt.

Die in den Bildern 3 und 4 gezeigten Regeleinrichtungen sind natürlich vom technischen Standpunkt aus gesehen ideal. Ähnliche Einrichtungen werden auch in den Tonstudios der Funkhäuser verwendet. Der Amateur wird aber wohl immer eine der einfacheren Ausführungsformen nach den Bildern 1 und 2 bevorzugen, da T-Regler im Selbstbau nur schwierig herzustellen sind.

Fernsehfrequenzen der B. B. C.

Nachstehende Tabelle zeigt eine Zusammenstellung der englischen Fernsehsender nach dem Stand vom Juni 1955. Aus Spalte 1 ist zu ersehen, daß die Kanäle 1—5 belegt sind. In der letzten Spalte bedeutet V vertikale Polarisation und H horizontale Polarisation. Wie aus der Tabelle zu entnehmen ist, benutzt man in England noch relativ niedrige Frequenzen für das Fernsehen. Anfang nächsten Jahres soll ein neuer Sender in London (Krystal Palace) in Betrieb genommen werden. Seine Bildleistung soll 200 kW betragen. Man beabsichtigt auch, einen Londoner Sender sowie Sender in Lancashire nach Kanal 9 zu verlegen (Bild: 194,75 MHz, Ton: 191,25 MHz). Sender, die noch nicht in Betrieb sind, haben in der Tabelle einen Stern (*) hinter der Angabe der Strahlleistung. Die eingeklammerten Zahlen geben die derzeitige Strahlleistung an, während die Zahlen vor den Klammern sich auf den endgültigen Stand beziehen.

Kanal	Sender	Trägerfrequenzen (MHz)		Strahlleistungen (kW)	Polarisation
		Bild	Ton		
1	Alexandra Palace (London)	45,0	41,5	34	V
	Divis (Belfast)	45,0	41,5	20 (0,4)	H
2	Holme Moss, Yorkshire	51,75	48,25	100	V
	N. Hessary Tor, Devon	51,75	48,25	1 bis 16 (0,5)	V
	Rosemarkie, Inverness	51,75	48,25	1*	H
	Dover area, Kent	51,75	48,25	0,1 bis 1*	H
	Londonderry, N. Ireland	51,75	48,25	0,5*	H
	Truleigh Hill (Brighton)	51,75	48,25	(0,3)	V
3	Kirk o'Shotts, Lanarkshire	56,75	53,25	100	V
	Tacolneston (Norwich)	56,75	53,25	1 bis 10 (0,14 bis 1,3)	H
	Rowridge, Isle of Wight	56,75	53,25	1 bis 32 (0,3 bis 9)	V
	Blaen Plwy, Cardigan	56,75	53,25	1*	H
4	Sutton Coldfield, Warwicks	61,75	58,25	100	V
	Meldrum, Aberdeenshire	61,75	58,25	20	H
	Carlisle area, Northumberland	61,75	58,25	1*	H
	Jersey, C. I.	61,75	58,25	1*	H
5	Wenvoe, Glamshire	66,75	63,25	100	V
	Pontop Pike (Newcastle)	66,75	63,25	10 (1)	H
	Douglas, Isle of Man	66,75	63,25	1 (0,25)	V

Entnommen aus „Wireless World", Juni 1955 *Übersetzer: P. Wennrich*

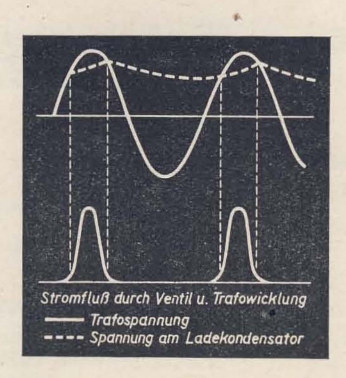
Berechnung von Netztransformatoren – *ganz einfach!*

Die wirklich richtige Berechnung von Netztransformatoren setzt eine genaue Kenntnis der Materie und einige Erfahrungen voraus. Wer sich in dieses Gebiet einarbeiten will, findet im Fachschrifttum ausreichend Hinweise [1], [2], [3].

In Laboratorien und Werkstätten, die Prüffeldgeräte entwickeln und bauen, in Entwicklungslaboratorien, deren Arbeiten Grundlagencharakter haben, sowie in Technischen Kabinetten werden zum Aufbau elektronischer Schaltungen häufig Netztransformatoren benötigt, auf deren Entwurf man nur ein Minimum an Zeit verwenden kann. Hier hat sich ein vereinfachtes Verfahren bewährt, das für die Praxis hinreichende Genauigkeit besitzt.

Aus Gründen der Rationalisierung ist es in derartigen Fällen meistens nicht zweckmäßig, eine große Auswahl an Trafokernen anzuschaffen. Es ist zum Beispiel ausreichend, sich auf die Kernreihe der M-Schnitte von M 55 bis M 102 zu beschränken. Erinnert man sich der Tatsache, daß ein Transformator dann den günstigsten Wirkungsgrad hat, wenn die Primär- und Sekundärwicklung je für sich den halben Wickelquerschnitt ausmachen [4], so kann man die Wickelkörper gleich mit aufgebrachter Primärwicklung von einer größeren Trafowickelei beziehen und auf Lager legen. Im Bedarfsfalle sind dann nur die Sekundärwicklungen zu errechnen und aufzubringen. Bei der Auswahl der Drahtsorten legt man sich aus den gleichen Gründen einige Beschränkungen auf.

Unter Berücksichtigung dieser Gesichtspunkte entstanden die Trafotabellen, die nur die unbedingt notwendigen Angaben enthalten. Die Primärwicklung wurde hinsichtlich Windungszahl und Drahtstärke so ausgelegt, daß sie den halben Wickelquerschnitt in Anspruch nimmt. Die magnetische Induktion liegt etwas unterhalb von 12000 Gauß. Das ist beim Bau von Meßgeräten, die in demselben Gehäuse häufig empfindliche Meßwerke enthalten, wegen des schwächeren Streufeldes durchaus vorteilhaft. Außerdem ist man von der unterschiedlichen Qualität der Trafobleche aus verschiedenen Lieferungen unabhängig. Nebenbei sei erwähnt, daß man in Sonderfällen, zum Beispiel bei Bereitschaftstransformatoren, durch weiteres Zuwickeln von 15 bis 20% der angegebenen Windungszahlen einen besonders niedrigen Leerlaufstrom erzielen kann.



Strom- und Spannungsverlauf bei einem Einweggleichrichter

Beim Berechnen der Sekundärleistung und beim Auslegen von Sekundärwicklungen, an die Gleichrichterventile mit Ladekondensator angeschlossen sind, muß man berücksichtigen, daß diese Wicklungen durch die stoßweise Belastung stärker beansprucht werden als beispielsweise eine Heizwicklung. Die in die Gleichstromlast kontinuierlich abfließende Elektrizitätsmenge muß während des Teiles der Periode, während der die Spannung an der Wicklung momentan größer ist als die Spannung am Ladekondensator, nachgeliefert werden. Man rechnet im allgemeinen damit, daß das Ventil nur während eines Viertels der Periode leitfähig ist (Stromflußwinkel 90°). Die notwendige Überdimensionierung kommt durch einen Faktor K zum Ausdruck, der für die verschiedenen Gleichrichterschaltungen zwischen 0,65 und 2,0 liegt.

Die auf der Sekundärseite je Volt nötigen Windungen sind von dem Spannungsabfall, welcher bei der Typenlast auftritt und dem Verhältnis von tatsächlicher Last zur Typenlast abhängig, wie man durch Weiterführen einer bereits an anderer Stelle angestellten Rechnung ableiten kann [5]. In der Tabelle ist der Ausgleichsfaktor (F) für den bei der Typenlast auftretenden Spannungsabfall angegeben.

Die bei den verschiedenen Trafotypen unterschiedliche maximale Belastung der Wicklung in Ampere pro Quadratmillimeter Leiterquerschnitt bezieht sich auf eine Gehäuseinnentemperatur von etwa 40° C. Bei außenliegenden Heizwicklungen können die angegebenen Werte um 30 bis 40% überschritten werden.

In der Drahttabelle finden wir für verschiedene Drahtstärken die Anzahl der Windungen, die auf einem Quadratzentimeter Wickelquerschnitt unterzubringen sind. Dabei ist berücksichtigt, daß 20% des Wickelraumes durch Papierzwischenlagen verloren gehen.

Nach diesen Erläuterungen soll an einem Beispiel gezeigt werden, wie man an Hand der Tabellen und unter Zuhilfenahme eines Rechenschiebers binnen weniger Minuten einen Transformator berechnet.

Nehmen wir an, es sei ein Netztransformator für ein Breitbandröhrenvoltmeter für den Anschluß an 220 V zu berechnen.

Anodenwicklung	250 V	45 mA
Heizwicklung 1	6,3 V	2 A
Heizwicklung 2	6,3 V	0,3 A.

Der Gleichrichter soll in Graetzschaltung ausgeführt werden. Zunächst wird die zu berücksichtigende Strombelastung ermittelt:

Anodenwicklung 45 mA · 1,3 (siehe Tabelle III)	~ 59 mA
Heizwicklung 1	2 A
Heizwicklung 2	0,3 A

Daraus ergibt sich die Sekundärleistung nach der Formel $U \cdot I = N$

Anodenwicklung:	250 V · 0,059 A	~ 14,8 W
Heizwicklung 1:	6,3 · 2	= 12,6 W
Heizwicklung 2:	6,3 · 0,3	= 1,9 W
		~ 29,3 W

Die Primärleistung errechnet sich nach der Formel $N_{pr} = 1{,}2 \cdot N_{sek} = 1{,}2 \cdot 29{,}3 \sim 35$ W.

Tabelle I (Trafotabelle)

DIN-Bezeichnung (Dyn Bl. III)	M42	M 55	M 65	M 74	M 85	M 102/35	M 102/52	E 48	E 54	E 60	E 66	E 78	E 84	E 106/30	E 106/45
Typenleistung N_{Ty} in VA	4 (5)	12	25	50	70	120	175	5	8	12	20	35	50	70	120
Eisenquerschnitt in cm²	1,8	3,4	5,4	7,4	10,2	12	17,7	2,6	3,3	4,0	4,9	6,8	7,8	8,7	13
Eisengewicht in kg	0,13	0,32	0,6	0,94	1,5	2,1	3,15	0,18	0,25	0,34	0,46	0,75	0,95	1,4	2,1
Zahl der Bleche 0,5	26	34	46	55	55	60	90	27	31	34	37	—	48	—	—
Zahl der Bleche 0,35	41	54	73	87	87	95	140	43	49	54	60	—	76	—	—
Halber Wickelquerschnitt in cm²	0,95	1,4	1,95	2,6	2,7	4	4	0,65	0,85	1,05	1,25	1,8	2,05	4,75	4,75
Wdg/V prim.	25	13,3	8,4	6,2	4,4	3,8	2,5	18	14	11	9,3	6,6	5,8	5,0	3,4
Primär-Wdg für 220 V	5500	2920	1850	1364	968	836	550	3960	3080	2420	2050	1450	1275	1100	750
Drahtstärke primär	0,09	0,15	0,25	0,35	0,4	0,5	0,65	0,09	0,1	0,14	0,16	0,25	0,3	0,5	0,6
Ausgleichsfaktor F für Spannungsabfall bei Typenlast	0,35	0,2	0,15	0,11	0,09	0,075	0,06	0,35	0,25	0,2	0,18	0,13	0,12	0,09	0,07
Max. Stromdichte in A/mm²	4,5	3,0	2,8	2,5	2,5	2,2	2,2	5	4,5	4,0	3,5	3,0	3,0	2,5	2,5

Tabelle II (Drahttabelle für CuL)

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
D in mm	0,06	0,07	0,08	0,09	0,1	0,12	0,14	0,16	0,18	0,2	0,25	0,3
Q in mm²	0,00283	0,00385	0,00503	0,00636	0,00785	0,01131	0,01539	0,02011	0,02545	0,03142	0,04909	0,07069
Wdg/cm²	10000	8100	7000	5600	4800	3500	2500	2000	1600	1320	880	618
I bei 1 A/mm² in mA	2,8	3,8	5,0	6,3	7,8	11,3	15,4	20	25	31	50	70
	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
D in mm	0,35	0,4	0,45	0,5	0,6	0,8	1,0	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0
Q in mm²	0,09621	0,1257	0,1590	0,1964	0,2827	0,5027	0,7854	1,131	1,540	2,015	2,545	3,142
Wdg/cm²	465	370	280	230	160	92	60	40	30	23	19	16
I bei 1 A/mm² in mA	96	125	160	195	280	500	780	1100	1500	2000	2500	3000

Tabelle III (K-Werte)

Bei Wicklungen für	K
Heizstrom	1
Einweggleichrichter	2,0
Graetzgleichrichter	1,3
Zweiweggleichrichter	0,65

Tatsächlicher Strom in einer Sekundärwicklung: $I'_1 = I_1 \cdot K$, $I'_2 = I_2 \cdot K$ usw.

$N_{Typ} = U_1 \cdot I'_1 + U_2 \cdot I'_2 + U_3 \cdot I'_3 + \cdots$ (Effektivwerte)

$N_{pr} = 1{,}2 \cdot N_{sek}$

$$(\mathrm{Wdg/V})_{sek} = (\mathrm{Wdg/V})_{pr} \cdot \left(1 + F \frac{N_{pr}}{N_{Typ}}\right)$$

Wir wählen für den Transformator einen Kern M 74 und ermitteln nach Spalte 4 der Tabelle I die Windungszahl pro Volt für die Sekundärwicklung:

$$(\mathrm{Wdg/V})_{sek} = (\mathrm{Wdg/V})_{pr} \cdot \left(1 + F \frac{N_{pr}}{N_{Typ}}\right)$$

$$= 6{,}2 \cdot \left(1 + 0{,}11 \frac{35}{50}\right)$$

$$= 6{,}2 \cdot 1{,}077 \sim 6{,}7 \text{ Wdg/V}.$$

Mithin betragen die Wickeldaten:

Anodenwicklung $250 \cdot 6{,}7 = 1675$ Wdg.
Heizwicklung 1 $6{,}3 \cdot 6{,}7 \sim 42$ Wdg.
Heizwicklung 2 $6{,}3 \cdot 6{,}7 \sim 42$ Wdg.

Nach Spalte 4 der Tabelle I beträgt die maximale Stromdichte, also die zulässige Belastung des Leiterquerschnittes, beim M-74-Schnitt 2,5 A/mm². Wir errechnen die für die bereits ermittelte Belastung von 59 mA erforderliche Drahtstärke durch Dividieren dieses Wertes durch den für die Belastung des Leiterquerschnittes beim M 74-Schnitt ermittelten Wert; 59 : 2,5 = 23,6.

Aus Spalte 9 der Tabelle II ist dann die für 23,6 mA (in der Tabelle 25 mA) Belastung erforderliche Drahtstärke mit 0,18 mm ∅ zu entnehmen.

Wir wählen also für die Anodenwicklung einen Drahtdurchmesser von 0,18 mm.

Die Drahtstärken für die beiden Heizwicklungen errechnen wir in der gleichen Weise, indem wir zunächst 2000 bzw. 300 durch 2,5 teilen. Aus den Spalten 19 und 14 der Tabelle II ergeben sich für die Heizwicklung 1 (Stromstärke 2 A) eine Drahtstärke von 1 mm ∅ und für die Heizwicklung 2 (Stromstärke 0,3 A) eine solche von 0,4 mm ∅.

Zur Wickelraumkontrolle berechnen wir den Wickelquerschnitt: Nach Spalte 10 der Tabelle II wird für 1320 Windungen 0,2 mm ∅ 1 cm² Wickelquerschnitt benötigt. Mithin ergeben sich für die Anodenwicklung

$$\frac{1670}{1320} = 1{,}27 \text{ cm}^2.$$

Nach Spalten 19 und 14 ermitteln wir entsprechend für die beiden Heizwicklungen

$$\frac{42}{60} = 0{,}7 \text{ cm}^2$$

und

$$\frac{42}{370} = 0{,}11 \text{ cm}^2$$

Der für die Sekundärwicklungen benötigte Wickelraum ist somit ~ 2,1 cm². Entsprechend der Tabelle I, Spalte 4 stehen hierfür 2,6 cm² zur Verfügung.

Electronus

Literatur

[1] E. Donauer, Berechnung von Kleintransformatoren, Funk und Ton, Heft 7/1951, S. 369/374.
[2] R. Kühn, Der Kleintransformator, Wintersche Verlagshandlung, Füssen 1949.
[3] Hassel/Bleicher, Handbuch der Netz- und Tonfrequenztransformatoren und Drosseln in Berechnung, Entwurf und Fertigung. Francis-Verlag, München 1951.
[4] Günter Nüßlein, Rechenblätter für Netztransformatoren und Drosseln, Funktechnische Monatshefte Heft 8/1937.
[5] Dr.-Ing. Pavel, Diagramme zur Berechnung von Netztransformatoren, Funk und Ton, Heft 11/1951.

ROLAND SEIDEL

Berechnung von Stromteilern

Zur Erweiterung des Meßbereiches eines Strommessers sind zwei Schaltungen gebräuchlich:

1. Der Nebenwiderstand wird für jeden Meßbereich nach der bekannten Formel $R_n = \frac{R_m}{n-1}$ dimensioniert und mittels Schalter oder Steckverbindung dem Instrument parallel geschaltet. Der Nachteil dieser Schaltung besteht darin, daß der Übergangswiderstand des Schalters mit in das Meßergebnis eingeht, da er in Reihe mit dem Nebenwiderstand liegt. Je größer der Übergangswiderstand, desto größer die positive Abweichung des Anzeigewertes vom Sollwert.

2. Der Nebenwiderstand wird für den kleinsten Meßbereich berechnet und für die höheren Meßbereiche angezapft. Diese Schaltung wird als Stromteiler bezeichnet. Bei dieser Schaltung hat der Übergangswiderstand des Schalters keinen Einfluß auf das Meßergebnis. Er liegt im Gesamtstromkreis und kann hier vernachlässigt werden.

Der Zweck der folgenden Arbeit soll es nun sein, die Berechnung der Anzapfungen des Nebenwiderstandes oder der Teilwiderstände des Stromteilers mit einer einfachen Formel zu ermöglichen. Hierbei soll es gleichgültig sein, wie oft der Nebenwiderstand angezapft wird; es soll vielmehr eine allgemein gültige Beziehung dafür aufgestellt werden.

Ableitung der Formel

Gewöhnlich bezeichnet man als Erweiterungsfaktor das Verhältnis des zu messenden Stromes zum Strom bei Endausschlag des Instrumentes ohne Nebenwiderstand.

Für z Meßbereiche entsprechend z Teilwiderständen des Stromteilers lauten die Erweiterungsfaktoren:

$$n_1 = \frac{\mathfrak{J}}{\mathfrak{J}_v} \qquad n_a = \frac{\mathfrak{J}_a}{\mathfrak{J}_v} \qquad n_z = \frac{\mathfrak{J}_z}{\mathfrak{J}_v}$$

$\mathfrak{J}_v$ = Strom bei Endausschlag
a = beliebige Zahl, die $< z$ ist
z = Zahl der Meßbereiche

Durch die Anwendung der Stromteilerregel kann man diese Stromverhältnisse auf Widerstandsverhältnisse zurückführen. Es verhält sich dann der Gesamtstrom zum Teilstrom wie die Summe der Widerstände zum Nebenwiderstand R_1.

$$\frac{\mathfrak{J}}{\mathfrak{J}_1} = \frac{R_m + R_1}{R_1}$$

Wendet man diese Formel auf die Stromteilerschaltungen bei Strommessern

Bild 1: Meßbereichserweiterung durch Zuschalten von Parallelwiderständen

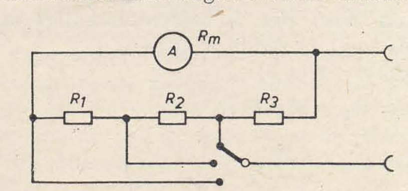


Bild 2: Meßbereichserweiterung durch Stromteiler

an, so erhält man für die Erweiterungsfaktoren folgende Beziehungen:

$$n_1 = \frac{\mathfrak{J}}{\mathfrak{J}_v} = \frac{R_m + R_1 + R_2 + \cdots + R_{z-1} + R_z}{R_1 + R_2 + \cdots + R_{z-1} + R_z} = \frac{k}{R_1 + R_2 + \cdots R_z} \quad (1)$$

$$n_{z-1} = \frac{\mathfrak{J}_{z-1}}{\mathfrak{J}_v} = \frac{k}{R_{z-1} + R_z} \quad (2)$$

$$n_z = \frac{\mathfrak{J}_z}{\mathfrak{J}_v} = \frac{k}{R_z} \quad (3)$$

Dabei wurde $k = R_1 + R_2 + \cdots + R_{z-1} + R_z$ gesetzt.

Aus (3) erhält man:

$$R_z = k \cdot \frac{\mathfrak{J}_v}{\mathfrak{J}_z} = k \cdot \frac{1}{n_z}. \quad (4)$$

Aus (1) erhält man:

$$k = \frac{\mathfrak{J}}{\mathfrak{J}_v} \cdot (R_1 + R_2 + \cdots + R_z) = n_1 \cdot (R_1 + R_2 + \cdots + R_z) \quad (5)$$

Nach dem Kirchhoffschen Gesetz kann man folgende Beziehungen aufstellen:

$$\frac{\mathfrak{J}_v}{\mathfrak{J}_1} = \frac{\mathfrak{J}_v}{\mathfrak{J} - \mathfrak{J}_v} = \frac{R_1 + R_2 + \cdots + R_z}{R_m}$$

$$R_1 + R_2 + \cdots + R_z = R_m \cdot \frac{\mathfrak{J}_v}{\mathfrak{J} - \mathfrak{J}_v} = R_m \cdot \frac{1}{n_1 - 1} \quad (6)$$

(3) in (2) eingesetzt:

$$k = n_1 \cdot R_m \cdot \frac{1}{n_1 - 1} = R_m \cdot \frac{n_1}{n_1 - 1}$$

Durch Einsetzen in (4) ergibt sich

$$R_z = R_m \cdot \frac{n_1}{n_1 - 1} \cdot \frac{1}{n_z}$$

(letzter Teilwiderstand des Stromteilers).

Durch Auflösen von (5) nach R_{z-1} wird:

$$R_{z-1} = k \cdot \frac{\mathfrak{J}_v}{\mathfrak{J}_{z-1}} - R_z = R_m \cdot \frac{n_1}{n_1 - 1} \cdot \frac{1}{n_{z-1}} - R_m \cdot \frac{n_1}{n_1 - 1} \cdot \frac{1}{n_z}.$$

Da es sich um eine vollkommen homogene Reihe handelt, kann man an Stelle von $z - 1$ auch a setzen. Dies ist für die Analogie mit der Schaltung von Vorteil. a kann eine beliebige ganze Zahl, die kleiner als z ist, sein. Es wird damit:

$$R_a = R_m \cdot \frac{n_1}{n_1 - 1} \cdot \left(\frac{1}{n_a} - \frac{1}{n_{a+1}}\right)$$

(beliebiges Glied des Stromteilers).

Daß die Summe aller Teilwiderstände den mit der Formel: $R_n = \frac{R_m}{n - 1}$ errechneten Wert des Nebenwiderstandes ergibt, zeigt folgende Addition:
(gewählt: $z = 3$)

$$R_p = R_1 + R_2 + R_3$$

$$R_p = R_m \cdot \frac{n_1}{n_1 - 1} \cdot \left(\frac{1}{n_1} - \frac{1}{n_2}\right) + \left(\frac{1}{n_2} - \frac{1}{n_3}\right) + \frac{1}{n_3} = \frac{R_m}{n_1 - 1}$$

Im folgenden soll nun ein praktisches Berechnungsbeispiel mit den gefundenen Formeln durchgeführt werden.

Ein Strommesser mit $R_m = 2{,}5$ kΩ und $\mathfrak{J}_v = 0{,}1$ mA soll auf vier Meßbereiche erweitert werden. Die Werte der vier Teilwiderstände des Stromteilers sollen ermittelt werden:

Meßbereich 1:
$\mathfrak{J}_1 = 0{,}5$ mA, $n_1 = 0{,}5 : 0{,}1 = 5$

Meßbereich 2:
$\mathfrak{J}_2 = 2{,}5$ mA, $n_2 = 2{,}5 : 0{,}1 = 25$

Meßbereich 3:
$\mathfrak{J}_3 = 10$ mA, $n_3 = 10 : 0{,}1 = 100$

Meßbereich 4:
$\mathfrak{J}_4 = 25$ mA, $n_4 = 25 : 0{,}1 = 250$

$$R_1 = R_m \cdot \frac{n_1}{n_1 - 1} \cdot \left(\frac{1}{n_1} - \frac{1}{n_2}\right) = \frac{2{,}5 \cdot 5}{4} \cdot \left(\frac{1}{5} - \frac{1}{25}\right) = 0.5 \text{ k}\Omega$$

$R_1 = 500\ \Omega$

$$R_2 = R_m \cdot \frac{n_1}{n_1 - 1} \cdot \left(\frac{1}{n_2} - \frac{1}{n_3}\right) = 2{,}5 \cdot \frac{5}{4}\left(\frac{1}{25} - \frac{1}{100}\right) = 0{,}09375 \text{ k}\Omega$$

$R_2 = 93{,}75\ \Omega$

$$R_3 = R_m \cdot \frac{n_1}{n_1 - 1} \cdot \left(\frac{1}{n_3} - \frac{1}{n_4}\right) = 2{,}5 \cdot \frac{5}{4} \cdot \left(\frac{1}{100} - \frac{1}{250}\right) = 0{,}01875 \text{k}\Omega$$

$R_3 = 18{,}75\ \Omega$

$$R_4 = R_m \cdot \frac{n_1}{n_1 - 1} \cdot \left(\frac{1}{n_4}\right) = 2{,}5 \cdot \frac{5}{4} \cdot \frac{1}{250} = 0{,}0125 \text{ k}\Omega$$

$R_4 = 12{,}5\ \Omega$

Man kann nun durch Wahl von R_m die Teilwiderstände auf handelsübliche Werte bringen. Schaltet man zum Beispiel dem Instrument des vorangegangenen Beispiels einen Vorwiderstand von 1500 Ω in Reihe, so daß $R_m = 4$ kΩ wird, so ergeben sich für die Teilwiderstände folgende leicht nachzuprüfende Werte:

$R_1 = 800\ \Omega$
$R_2 = 150\ \Omega$
$R_3 = 30\ \Omega$
$R_4 = 20\ \Omega$

Man hat es also in der Hand, durch geschickte Wahl von R_m die Teilwiderstände des Stromteilers auf gebräuchliche Werte zu bringen und erspart damit die mühsame Abgleicharbeit.

RUDOLF WILHELM

Messung der Störstrahlung von UKW-Empfängern

Die stetige Zunahme der UKW-Rundfunk- und Fernsehteilnehmer bedingt die Gefahr der gegenseitigen Störung der UKW-Rundfunkteilnehmer untereinander und Störungen der Fernsehempfänger durch die UKW-Empfänger. Unter der Vielzahl der Störungsarten, wie Störungen durch Maschinen, Straßenbahnen und Zündstörungen durch Kraftfahrzeuge sind Störungen durch Oszillatoren der UKW-Empfänger im zunehmenden Maße von besonderer Bedeutung. Nach der VDE-Vorschrift 0875 müssen Rundfunk- und Fernsehanlagen so entstört sein, daß die Stromversorgungsleitungen keine höheren Störspannungen führen, als nach Funkstörgrad N zugelassen ist. Die Störfeldstärke darf ferner einen bestimmten Wert in 30 m Abstand vom störenden Empfänger nicht überschreiten.

UKW-Überlagerungsempfänger strahlen die Oszillatorfrequenzen mit ihren Harmonischen mehr oder weniger stark, je nach Konstruktion der Geräte, über die Antenne oder vom Chassis ab. Die Oszillatorfrequenzen des Empfängers ergeben sich nach der Formel $f_0 = f_e \pm f_z$. Das bedeutet für das UKW-Rundfunkband einen Oszillatorfrequenzbereich von 97,7 bis 110,7 MHz oder von 76,7 bis 89,3 MHz unter Berücksichtigung der Zwischenfrequenz von 10,7 MHz. Etwa 40% des UKW-Rundfunkbandes und etwa 60% des Fernsehbandes sind durch die Grundwelle und die zweite Harmosche des Oszillators störgefährdet.

Ursachen der Störausstrahlung

Durch induktive und kapazitive Kopplung der hochfrequenzführenden Leitungen des Oszillators mit dem Chassis oder anderen Leitungen und durch die an das Chassis gelegten Massepunkte der Siebkondensatoren, zum Beispiel Schirmgitter-, Anoden- und Heizsiebungen, durchfließen die HF-Ströme einen Teil des Chassis. An dem induktiven Widerstand des Chassis entsteht dann ein Spannungsabfall, der als Generator wirkt [1]. Es fließen also Chassisströme, die zum Beispiel durch Schlitze und Löcher an die Chassisaußenseite gelangen. Die mechanischen Abmessungen der Empfängerchassis liegen etwa bei λ/8. Die Länge genügt, um die Oszillatorfrequenzen und insbesondere deren Harmonische abzustrahlen. Das Chassis wirkt in diesem Falle als Antenne. Auch die angeschlossenen Erd-, Tonabnehmer-, Lautsprecher- und Netzleitungen können das Fortleiten und Abstrahlen der Chassisströme fördern. UKW-Geräte begünstigen oft durch ihre Zierleisten sowie Zuleitungen zum magischen Auge und zum Lautsprecher diese Ausstrahlung. Ein weiterer Anteil der Chassisströme wird durch die Dipolleitung ausgekoppelt. Es handelt sich hierbei im wesentlichen um erdunsymmetrische Ströme, selbst wenn ein symmetrischer Eingang vorhanden ist. Durch Abgleich der Eingangskapazitäten, der Spulen- und Koppelkapazitäten gegen das Chassis sowie der Eingangsspuleninduktivität läßt

sich eine einigermaßen gute Symmetrie erreichen und damit die Ausstrahlung über den Dipol verringern. Die Chassisstrahlung bleibt jedoch auch durch diesen Abgleich bestehen.

Besonders wichtig ist die Bekämpfung der Ursachen am Ort ihrer Entstehung. Durch Verkleinern der Oszillatorspannung auf den jeweils erforderlichen Mindestwert, Verdrosseln und Verblocken der betriebsspannungführenden Leitungen sowie durch eine allseitige gute, eventuell doppelte Abschirmung unter Berücksichtigung der für den Meßgeneratorbau geltenden Konstruktionsrichtlinien, läßt sich die Oszillatorausstrahlung weitgehend herabdrücken.

Meßgeräte

Zum Messen der Störfeldstärke dienen Feldstärkemeßgeräte, die größtenteils nach dem Prinzip eines Überlagerungsempfängers arbeiten. Das Blockschaltbild zeigt Bild 1. Das Antennensignal gelangt über die Vorstufe zur Mischstufe, welche zum Beispiel mit additiver Mischung arbeitet. Die Zwischenfrequenz von 10,7 MHz wird über einen Spannungsteiler für stufenweise Grobregelung der ersten ZF-Stufe zugeführt, deren Verstärkung durch einen Feinregler verändert werden kann. Hierauf folgt die zweite ZF-Stufe und der Begrenzer. Bei einem einfallenden Signal fließt ein Richtstrom infolge der Gittergleichrichtung der Begrenzerröhre, der zur Regelanzeige sowie zur Demodulation amplitudenmodulierter Signale herangezogen wird. Nach der Begrenzerstufe folgt der Diskriminator zur Demodulation frequenzmodulierter Signale. Die NF-Stufe ist meistens für Kopfhörerausgang dimensioniert und kann wahlweise durch einen Betriebsartenschalter auf die Ausgänge der beiden Demodulationsstufen geschaltet werden.

Als Bezugspunkt für die Empfindlichkeit des Gerätes verwendet man die Oberwellen eines eingebauten Quarzoszillators. So wird zum Beispiel die Amplitude der Grundwelle auf die Amplitude einer festeingestellten 50-Hz-Wechselspannung aus dem Netz eingeregelt und der Vorstufe zugeführt. Die Amplituden der n-fachen Harmonischen dienen als Maß für die relative Empfindlichkeit. Die absolute Empfindlichkeit wird einer Eichkurve entnommen. Für den A_1-Empfang kann ein auf der ZF arbeitender Überlagerer eingeschaltet werden, dessen HF-Amplitude dem Steuergitter der Begrenzerröhre zugeführt wird.

Der Antenneneingang des Gerätes ist für 70-Ω- und 300-Ω-Anpassungswiderstand ausgelegt. Man kann daran Faltdipole und normale Halbwellendipole anschließen. Der Frequenzbereich liegt etwa zwischen 20 MHz und 400 MHz und ist mehrfach unterteilt. Die erreichbare Meßgenauigkeit wird mit $\geqq \pm 50\%$ angegeben.

Meßplatz

Um Störfeldstärkemessungen von UKW-Empfängern durchzuführen, ist ein Meßplatz, wie im Bild 2 angegeben, auszuwählen. Um Reflexionen auszuschalten, dürfen sich innerhalb der elliptischen Umgrenzung keine Aufbauten, Bäume oder metallische Gegenstände befinden. Die Netzkabel sollen 50 m von den Meßgeräten auf den Boden verlegt oder aber eingegraben sein.

Vor Beginn der eigentlichen Störstrahlungsmessung ist der Meßplatz auf Reflexionsfreiheit mit einem Normalfeld zu überprüfen. Dazu wird an einem vertikal polarisierten Dipol der Meßsender angeschlossen. Das horizontale Strahlungsdiagramm hat dann die Form eines Kreises, das heißt, bei gleichem Abstand rings um den Sendedipol müssen konstante Feldstärkewerte zu messen sein, die um $\geqq 10\%$ schwanken dürfen. Auch beim Verändern des Standortes des Empfangsdipols um $\lambda/4$ dürfen die Feldstärkeschwankungen nicht größer als 10% sein. Der Meßplatz ist dann als hinreichend reflexionsfrei anzusehen, und es können jederzeit reproduzierbare Werte ermittelt werden.

Bild 1: Blockschaltbild eines Feldstärkemeßgerätes

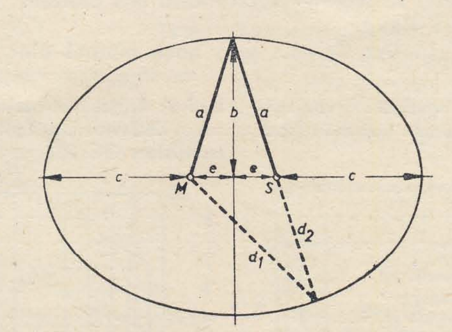


Bild 2: Der elliptische Meßplatz. M = Feldstärkemeßgerät und S = Störquelle in den Brennpunkten der Ellipse; c = Brennweite = 50 m; 2 e = Abstand der Brennpunkte = 30 m; d_1 und d_2 = Umweg des reflektierenden Strahles; 2 b = kleine Achse der Ellipse = 95 m; 2 c + 2 e = große Achse der Ellipse

Störstrahlungsmessung

Um ein Maß für die Störstrahlung der UKW-Empfänger zu erhalten und Maßnahmen für eine eventuelle Herabsetzung treffen zu können, sind Messungen der Störfeldstärke notwendig, die mit einem Feldstärkemeßgerät, zum Beispiel dem Gerät „FMG 1" des VEB Funkwerk Dresden, nach der Meßanordnung wie sie Bild 3 zeigt, vorzunehmen ist. Der UKW-Empfänger und das Feldstärkemeßgerät werden mit einem Antennenabstand von 30 m im Freien aufgestellt (vgl. auch Bild 2). Um Reflexionen zu vermeiden, sollen sich in 8 m Entfernung vom Empfänger keine Personen beim Messen befinden. Um das Störstrahlungsmaximum zu ermitteln, werden die Dipole des Empfängers und des Feldstärkemeßgerätes horizontal und eventuell vertikal gedreht. Damit man auch die Gehäusestrahlung erfassen kann, ist es erforderlich, den Empfänger ohne angeschlossenen Dipol so zu kippen und zu drehen, daß ebenfalls eine maximale Störfeldstärke erreicht wird. Diese Messungen führt man auch mit angeschlossenem Gehäusedipol durch.

In Frequenzabständen von 2 MHz bei der Grundwelle und 4 MHz bei der zweiten Harmonischen mißt man den Feldstärkeverlauf (Bild 4). Dabei ist zu bemerken, daß die Störausstrahlung des gemessenen Empfängers hierbei zu groß ist.

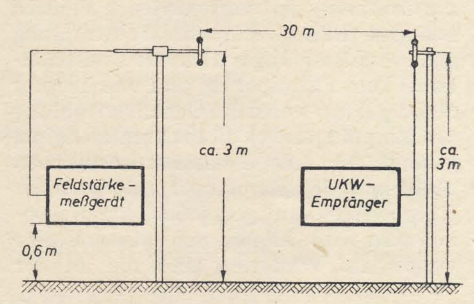


Bild 3: Anordnung der Geräte zum Messen der Störstrahlung

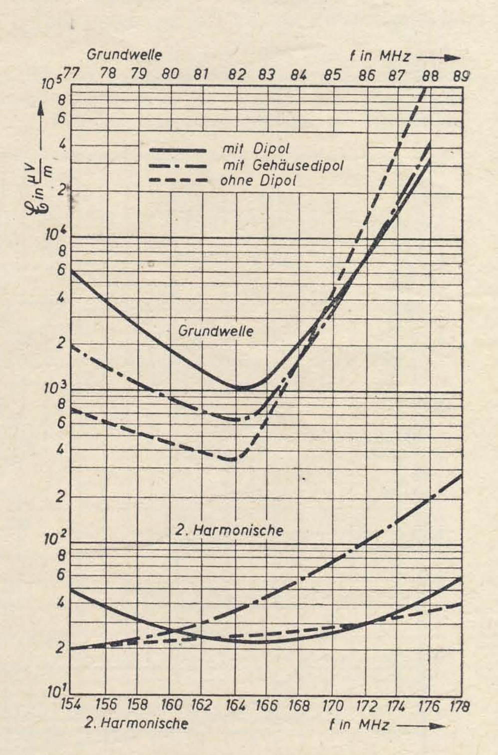


Bild 4: Störfeldstärke eines UKW-Empfängers in 30 m Entfernung

In den Vorschriften und Empfehlungen ist die maximale Störfeldstärke festgelegt worden [4] [5]. Sie darf in 30 m Abstand vom störenden Empfänger bei Frequenzen bis zu 111 MHz 1 mV/m und über 111 MHz 30 μV/m nicht übersteigen.

Fehlermöglichkeiten

Das Messen der Störfeldstärke ist infolge der Meßanordnung und des Meßplatzaufbaues mit verschiedenen Fehlern behaftet (Bild 5). Eine direkte Strahlung geht vom Empfänger über das Breitbandkabel zum Faltdipol (b) und von da zum Meßdipol (a), wobei die Gehäusestrahlung des Empfängers (c) direkt zum Meßdipol gelangt und die Feldstärke schwächt. Stellt man den Empfänger unterhalb der Erdoberfläche auf, was jedoch kaum möglich sein wird, könnte man diesen Fehler vermeiden. Weiterhin sind die an der

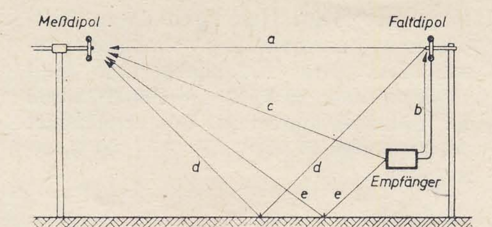


Bild 5: Beeinflussung des Feldes durch den Empfänger, den Faltdipol und die reflektierten Strahlungen

Erdoberfläche reflektierten Strahlungen (d und e) von entscheidendem Einfluß. Hinzu kommen noch sich zeitlich ändernde Einflüsse, welche das Meßergebnis fälschen können, zum Beispiel Einfluß der Witterung und des Bodens, die Bodenbedekkung und die Bodenfeuchtigkeit.

Auch die Oberwellen werden über den Dipol abgestrahlt, wobei der für die Grundwelle ausgelegte Halbwellendipol eine andere Abstrahlungscharakteristik aufweist. So wird zum Beispiel die zweite Harmonische von dem Dipol mit einem horizontalen Abstrahlwinkel von 56° abgestrahlt und dadurch ebenfalls keine einwandfreie Messung erhalten.

Literatur

[1] R. Wilhelm, Hochfrequente Erdungsströme, RADIO UND FERNSEHEN Nr. 4 (1954) S. 108ff.

[2] F. Seelemann, Funkentstörung, Otto Elsner Verlag, Darmstadt (1954).

[3] Verordnung über Hochfrequenzanlagen (HFVO) vom 28. 8. 1952 einschließlich der Durchführungsbestimmungen.

[4] VDE 0872, Regeln für die Funkentstörung von Rundfunk- und Fernsehanlagen (in Vorbereitung).

[5] VDE 0877, Verfahren zum Messen von Funkstörspannungen und Störfeldstärken (in Vorbereitung).

Daten und Kennlinien der Telefunken-Transistoren

Die Transistorentypen OC 601, OC 602, OC 603 und OC 604 sind vorwiegend für Niederfrequenzzwecke gefertigt worden. Die statisch gemessenen Kennlinien des Transistors OC 604 zeigen die Bilder 2, 3 und 5, sie geben das Verhalten des Transistors bis etwa 12 kHz an. Bis zu dieser Frequenz hat man es praktisch mit frequenzunabhängigen, ohmschen Innenwiderständen, Steilheiten usw. zu tun. Diese Werte lassen sich ähnlich wie für Röhren aus den Neigungen der Kennlinien für jeden Arbeitspunkt ablesen. Die beiden Typen OC 601 und OC 602 unterscheiden sich im wesentlichen durch die verschiedenen Werte des Stromverstärkungsfaktors α. Der Typ OC 602 ist für die Verwendung in NF-Anfangsstufen geeignet, wenn an die Rauscheigenschaften nur normale Anforderungen gestellt werden. Der Typ OC 603 entspricht in seinen Kennwerten weitgehend denen des Typs OC 602, er hat aber einen extrem kleinen Rauschfaktor und läßt sich deshalb überall in solchen Schaltungen verwenden, wo hohe Anforderungen an Rauschfreiheit gestellt werden müssen, zum Beispiel in Verstärkern mit breitem NF-Band.

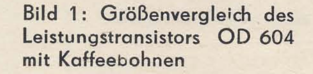


Bild 1: Größenvergleich des Leistungstransistors OD 604 mit Kaffeebohnen

In der Tabelle sind noch einmal die vergleichbaren Elektroden von Röhre und Transistor zusammengestellt. Für die bisher als Basis bekannte Elektrode des Transistors wurde neuerdings die Bezeichnung „Block" eingeführt.

Röhre	Transistor
Katode k	Emitter E
Gitter g	Block B
Anode a	Kollektor C

Bild 2: Kollektorstrom in Abhängigkeit von der Spannungsdifferenz zwischen Emitter und Kollektor bei verschiedenen Spannungen zwischen Block und Emitter des Leistungstransistors OC 604

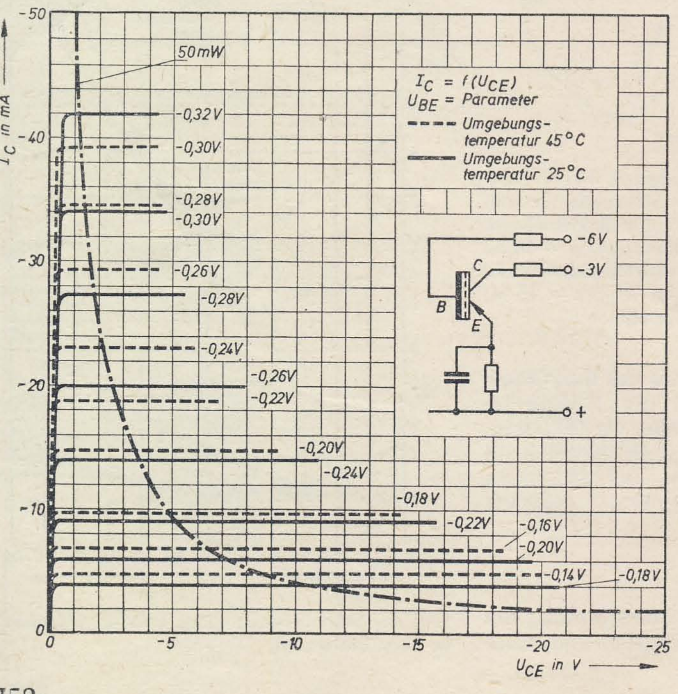
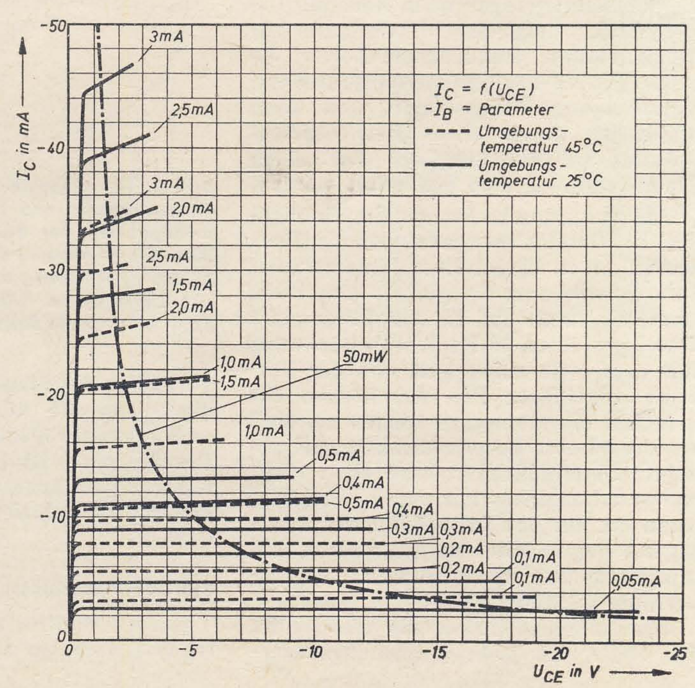


Bild 3: Kollektorstrom in Abhängigkeit von der Spannungsdifferenz zwischen Kollektor und Emitter bei verschiedenen Blockströmen des Leistungstransistors OC 604



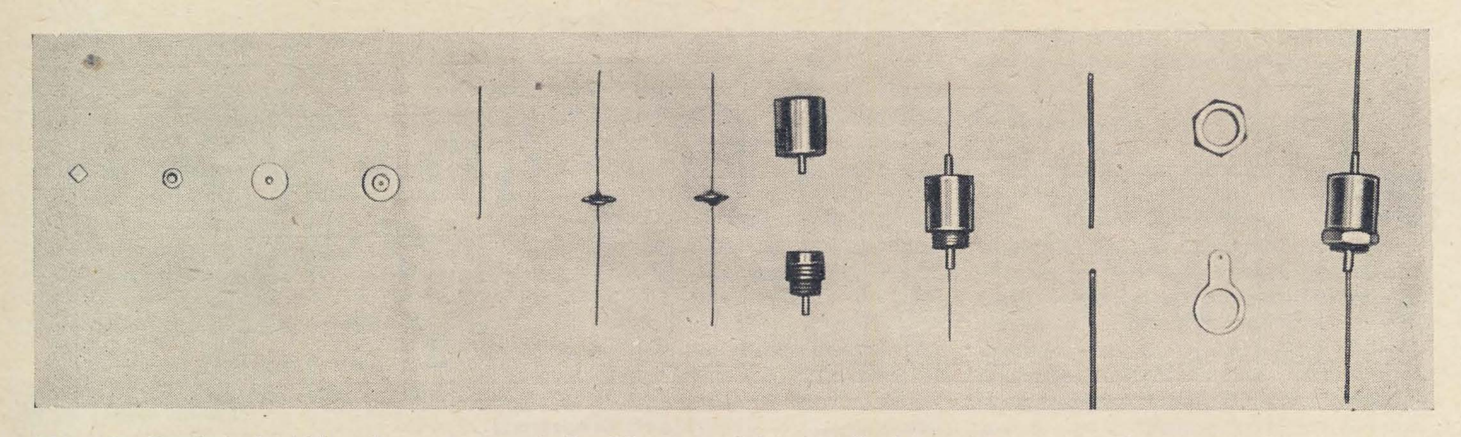


Bild 4: Die Einzelteile des 1-W-pnp-Leistungstransistors Typ OD 604 von Telefunken. Die Wärmeableitung dieses Typs wird durch die sogenannte Basiskühlung erreicht. Während die Basis mit dem Gehäuse verbunden ist, sind Kollektor und Emitter mit Drähten herausgeführt

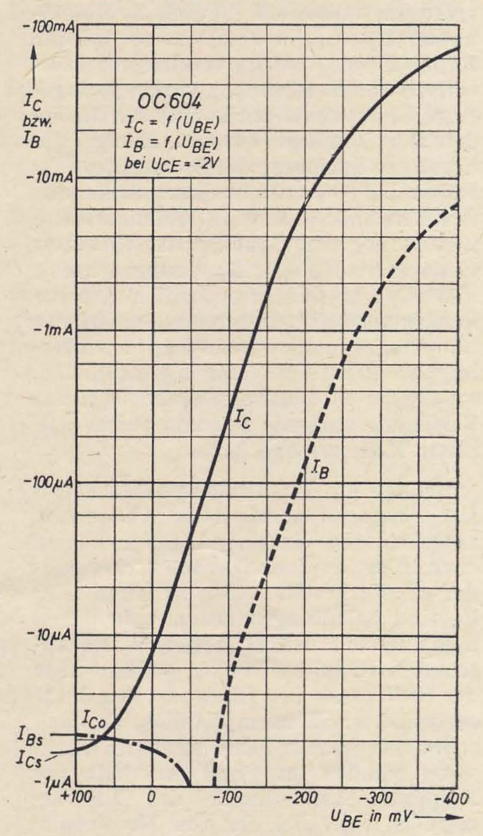
In der folgenden Tabelle sind alle für das Arbeiten mit den Flächentransistoren OC 601 und OC 602 (beide vom pnp-Typ) notwendigen Angaben enthalten:

Grenzwerte		**OC 601**	**OC 602**	
Kollektorverlustleistung	N_C	50	50	mW
Kollektorspannung gegen Block	U_C	—50	—20	V
Kollektorstrom	I_C	—20	—20	mA
Emitterstrom	I_E	20	20	mA
Umgebungstemperatur	T	—50 bis +45	—50 bis +45	°C
Betriebswerte in Emitterbasisschaltung $U_C = -4{,}5$ V, $I_E = 1$ mA				
Stromverstärkung	α_0	9 bis 19,9	20 bis 50	
Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Kollektor	kR_e	300 bis 1000	500 bis 2500	Ω
Ausgangswiderstand bei offenem Emitter	lR_i	25 bis 300	10 bis 100	kΩ
Ausgangswiderstand bei kurzgeschlossenem Emitter	kR_i	50 bis 300	20 bis 200	kΩ
Leistungsverstärkung (R_a = 50 kΩ)	g	32 bis 40	32 bis 42	db
Rauschfaktor bei $U_C = -1$ V, I_E = 0,5 mA und Generatorwiderstand 2000 Ω	F	5 bis 20	5 bis 20	db

Ein besonderer Fortschritt in der Transistortechnik wurde mit der Entwicklung des Leistungstransistors OC 604 erreicht, der zur Bestückung von Endstufen kleinerer Leistungen gedacht ist. Dieser Transistor hat einen hohen α-Wert (Stromverstärkung) und damit eine erhebliche Leistungsverstärkung. Bei diesem Typ ist auch die maximal zulässige Kollektorspannung höher, so daß der Transistor OC 604 paarweise für Endstufen in Gegentakt-B-Betrieb verwendbar ist, wo unter Umständen hohe Kollektorspannungsspitzen auftreten können. Die angegebenen Kennwerte gelten nur für die Verstärkung kleiner Amplituden in Blockbasisschaltung. Für die Verwendung des Transistors bei großen Amplituden in einer Endstufe interessieren die maximal zulässigen Werte, bis zu denen er ausgesteuert werden darf.

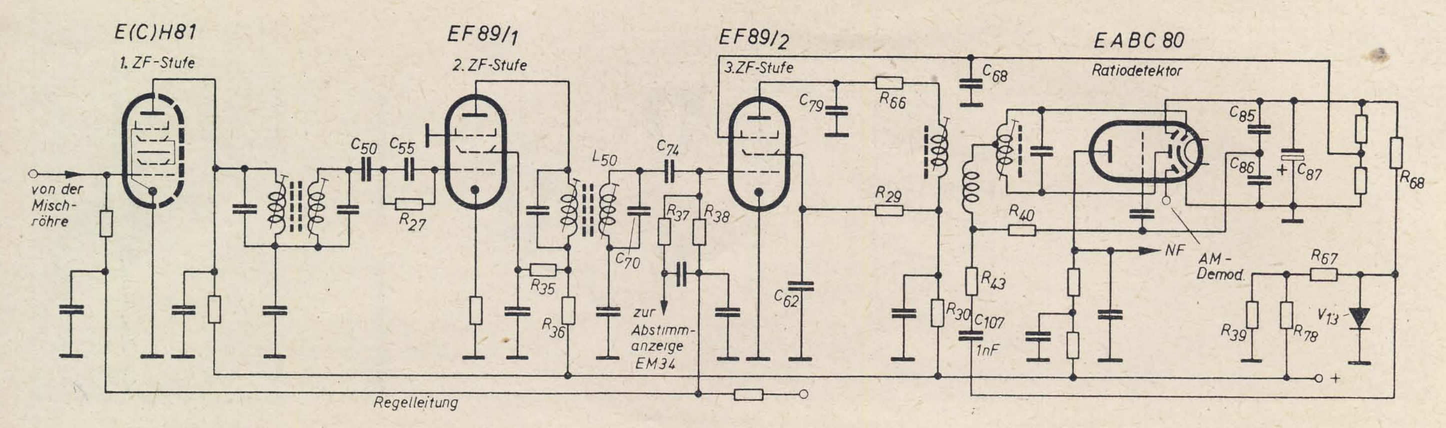
Typ OC 604		
Kennwerte gemessen in Blockbasisschaltung bei $U_{CB} = -4{,}5$ V, $I_E = 1$ mA, $T_U = 25\,°C$ und einer Frequenz von 1 kHz		
Stromverstärkungsfaktor	α	= 0,975 bis 0,994
Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Kollektor	kR_e	= 27 bis 43 Ω
Ausgangswiderstand bei kurzgeschlossenem Emitter	kR_i	= 30 bis 160 kΩ
Ausgangswiderstand bei offenem Emitter	lR_i	= 0,7 bis 2,0 MΩ
Kollektorreststrom bei $U_{CB} = -4{,}5$ V, $I_E = 0$		
$T_U = 25°$ C	I_{Co}	≈ 4 (< 10) µA
$T_U = 45°$ C	I_{Co}	≈ 25 (< 40) µA
Rauschfaktor gemessen bei 1 kHz und 700 Hz Bandbreite in Emitterschaltung $U_{CE} = -1$ V, I_E = 0,2 mA und R_g = 2 kΩ	F_o	< 25 db
Grenzwerte		
Umgebungstemperatur	T_U	= 45° C
Kollektorspannung	U_C	= —40 V
Kollektorstrom	I_C	= —40 mA
Verlustleistung	N_V	= 50 mW
Leistungsverstärkung gemessen in Emitterbasisschaltung bei $U_{CE} = -4{,}5$ V, $I_E = 1$ mA		
R_g (Generatorwiderstand) 1 kΩ		
R_a (Belastungswiderstand) 30 kΩ	G	= 40 bis 48 db

Bild 5: Kollektor- und Blockstrom in Abhängigkeit der Spannung zwischen Block und Emitter



Impuls- und Störsperre im UKW-Empfänger

Bei Spitzengeräten mit sehr hoher UKW-Empfindlichkeit darf das Eingangsrauschen einen bestimmten Wert nicht überschreiten, da andernfalls impulsartige Störungen, Antennen- und Röhrenrauschen der ausnutzbaren Gesamtverstärkung eine Grenze setzen würden. So ist zum Beispiel in den ersten beiden UKW-ZF-Stufen der Nordmende-Geräte „Othello 56“ und „Tannhäuser 56“, die mit den Röhren E(C)H 81 und EF 89 bestückt sind (siehe Schaltbild), die Verstärkung bereits so hoch getrieben, daß bei einem Eingangssignal von etwa 50 µV volle Begrenzung in der dritten ZF-Stufe (EF $89/_2$) einsetzt. Das Bremsgitter der Röhre EF $89/_2$ erhält vom Ratiodetektor eine negative Vorspannung, die eine Stromverteilung zwischen Anode und Schirmgitter verursacht. Sobald das Bremsgitter etwas negativ wird, verringert sich die am Schirmgitter wirksame Spannung infolge des Spannungsabfalles am Widerstand R_{29}, und zwischen Schirmgitter und Katode tritt eine erhöhte Raumladung ein, das heißt, der Innenwiderstand zwischen Katode und Steuergitter wird geringer. Positive Störspitzen, die sich am ZF-Kreis L_{50}, C_{70} ausbilden, werden in der Röhre EF $89/_2$ gleichgerichtet und erteilen dem Steuergitter über die Widerstände R_{37}, R_{38} eine negative Vorspannung. Störimpulse, die von der Antenne in den Empfänger gelangen und die den konstanten Pegel des frequenzmodulierten Signals übersteigen, werden damit in dieser Stufe wirksam abgeschnitten. Eine ähnliche, einfachere Anordnung ist bereits an der Röhre EF $89/_1$ vorgesehen, allerdings ist hier das Brems-



ZF-Verstärker und Ratiodetektor des Nordmende-Gerätes „Othello 56"

gitter an Masse gelegt. Sehr kräftige Störspitzen, die in dieser Röhre Gitterstrom erzeugen, werden schon durch die Kombination R_{27}, C_{55} beschnitten, so daß die Röhre EF $89/_2$ bereits verkleinerte Störspitzen erhält. Hier noch vorhandene geringe Störspannungen können im Ratiodetektor beseitigt werden. Infolge der negativen Spannung des Bremsgitters der Röhre EF $89/_2$ tritt in dieser Stufe eine Art Schwundregelung ein. Auf diese Weise wird dafür gesorgt, daß der Ratiodetektor keine extrem hohen Spannungen erhält und stets in seinem optimalen Arbeitsbereich verbleibt. Durch diese mehrfache Clipperanordnung werden somit alle Störimpulse praktisch völlig abgeschnitten, sobald die an den Antennenbuchsen zur Verfügung stehende Spannung eine definierte Höhe erreicht hat.

Bei den im Gerät angewandten hohen Verstärkungen würde beim Abstimmen zwischen den einzelnen Stationen und auch beim Empfang sehr schwacher Sender ein starkes Rauschen zu hören sein. Es sind Schaltungen bekannt, in denen man zwischen den Stationen die NF abschaltet. In solchen Fällen gewinnt aber der Bedienende den Eindruck, das Gerät sei vollkommen unempfindlich, da auch schwache Sender nicht zu hören sind, wenn nämlich ihr Pegel unterhalb der Empfindlichkeitsschwelle des NF-Verstärkers liegt. Bei der von Nordmende benutzten Schaltung wird dieser Nachteil vermieden. Nicht das gesamte NF-Frequenzband wird unterbrochen, sondern nur die hohen Frequenzen, die das unangenehme Zischen verursachen, werden kurzgeschlossen. Ein Beleg des 1-nF-Kondensators C_{107} ist am NF-Ausgang des Ratiodetektors über die Germaniumdiode V_{13} an Masse geschaltet. Diese Diode erhält über den Widerstand R_{67} vom Schirmgitter der Röhre EF $89/_2$ eine positive Vorspannung, die die Diode öffnet. Gleichzeitig wird der Diode über den Widerstand R_{68} eine negative Spannung vom Ratiodetektor zugeführt. Solange am Elektrolytkondensator C_{87} noch keine Gleichspannung abfällt, ist die Diode geöffnet und alle am NF-Ausgang des Ratiodetektors auftretenden NF-Spannungen werden im hohen Frequenzbereich tonblendenartig beschnitten. Auf diese Weise werden die unangenehmen Zischgeräusche des Eingangsrauschens subjektiv unwirksam gemacht. Der Bedienende hat aber immer noch das Gefühl, daß das Gerät empfindlich ist, denn er hört auch die schwächsten Stationen. Ein gewisses Beschneiden der hohen Frequenzen bei sehr schwachen Sendern ist kein großer Nachteil, da bei dem dann vorhandenen Störpegel ohnehin die Tonblende bedient werden muß. Sobald die Antennenspannung etwa 30 μV übersteigt, fällt am Elektrolytkondensator des Ratiodetektors eine hinreichend negative Spannung ab, die zur Sperrung der Germaniumdiode V_{13} führt. Damit wird der Tonblendenkondensator C_{107} vom NF-Ausgang abgetrennt, und das volle Tonfrequenzband gelangt an den NF-Verstärker. Der Sender wird in gewohnter UKW-Qualität empfangen. *tae-*

Festkondensatoren in Miniaturausführung

Durch die zunehmende Anwendung von Transistoren und die künftige Verwendung gedruckter Schaltungen tritt in immer stärkerem Maße die Forderung auf, die Abmessungen der Kondensatoren zu verkleinern und sie gegen Temperaturschwankungen und Feuchtigkeitseinflüsse unempfindlicher zu machen. Bei der Verkleinerung ergibt sich außer einer Verbesserung der Schaltungsmöglichkeiten eine beträchtliche Materialersparnis und eine Verringerung des Gewichts des jeweiligen Gerätes. Bei den stark verkleinerten Geräteabmessungen treten jedoch infolge schlechter Wärmeabfuhr Betriebstemperaturen bis 200° C auf, denen die Bauelemente ausgesetzt sind.

In der amerikanischen Fachzeitschrift „Electronics" Nr. 7 (1954) wird über neue Entwicklungsarbeiten auf dem Gebiete der Miniaturkondensatoren berichtet. Danach werden als plastisches Dielektrikum für Kondensatoren Silikone benutzt, die auch bei hoher Feuchtigkeit nur eine geringe Oberflächenleitfähigkeit besitzen. Zur Fertigung von Kondensatoren mit einer Betriebstemperatur bis 125° C werden dielektrische Filme aus Polyester mit im Vakuum aufgedampften Metallbelägen verwendet. Bei einer Dielektrizitätskonstante von 3 beträgt die Spannungsfestigkeit 750 V/mm. Der in einen Glaszylinder eingebaute Kondensator dieser Bauart hat nur etwa ein Fünftel der Größe eines ölgetränkten Papierkondensators. Für andere Bauarten von Papierkondensatoren wird ein Papierdielektrikum verwendet, das mit einer harzigen Flüssigkeit getränkt ist und sich durch hohe Isolationswiderstände auszeichnet.

Elektrolytkondensatoren mit einer Kapazität bis 500 μF bei 500 V Betriebsspannung mit einem Raumbedarf von 0,8 cm³/μF und einem Leistungsfaktor von weniger als 5% lassen sich herstellen, wenn bei der Fertigung dieser Elektrolytkondensatoren der Formierungsprozeß mit sehr hohen Stromstärken durchgeführt und sehr reines Aluminium benutzt wird. Mit Tantalelektrolytkondensatoren erreicht man eine Verkleinerung der mechanischen Abmessungen um zwei Drittel gegenüber gewöhnlichen Elektrolytkondensatoren, wobei gleichzeitig jedoch die Betriebstemperatur auf 200° C gesteigert werden kann. Ein Tantalelektrolytkondensator mit einer Kapazität von 8 μF und 4 V Betriebsspannung ist nicht größer als ein Streichholzkopf.

Bei keramischen Kondensatoren erzielt man die geforderte Temperaturabhängigkeit durch die Beimischung von Barium-Titanaten. *Bau-*

Mitteilung an unsere Leser

Wie in den letzten Jahren besteht auch in diesem Jahr wieder die Möglichkeit, die Zeitschriften des letzten Jahrganges bei der

Buchbinderei GÜNTER OTTO,
Mahlow Kreis Zossen, Drosselweg 11,

einbinden zu lassen. Der Preis für das Einbinden eines Jahrganges (24 Hefte) beträgt 7,– DM u. Porto. Auch ältere Jahrgänge können noch zum Preise von 5,50 DM u. Porto gebunden werden. Einbanddecken für den Jahrgang 1955 liefert die Firma gegen Voreinsendung des Betrages von 2,– DM u. 0,50 DM Porto auf das Postscheckkonto Berlin 26720. Außerdem sind noch Einbanddecken der älteren Jahrgänge zum Preise von 2,– DM u. 0,25 DM Porto vorrätig. Die Leser werden gebeten, bei Bestellungen von Einbanddecken Titel und Jahrgang der Zeitschrift anzugeben.

LEHRGANG FUNKTECHNIK

Fernsehrundfunk

20. Fortsetzung

Von WERNER TAEGER

Die veränderbare Induktivität L wirkt für die Oszillatorfrequenz als Drossel. Dadurch ist dafür gesorgt, daß die Oszillatorspannung nicht an das Gitter der ersten ZF-Röhre gelangen kann.

Das Regeln der Verstärkung des ZF-Verstärkers geschieht von Hand durch einen zusätzlichen veränderlichen Katodenwiderstand. Mit diesem Regler, dem beim Rundfunkempfänger der Lautstärkeregler entspricht, wird beim Fernseher der „Kontrast" geregelt, das ist der Helligkeitsunterschied auf dem Bildschirm der Braunschen Röhre. Dieser Kontrast ist der Amplitude der Ausgangsspannung im Bildverstärker proportional.

Die Eingangsspannung an den Antennenbuchsen eines Fernsehempfängers kann sehr verschieden sein. In Sendernähe steht eine große, bei extremen Weitempfang nur eine kleine HF-Spannung zur Verfügung. Es ist daher empfehlenswert, durch eine Automatik die Grundverstärkung auf das richtige Maß zu bringen. Man vermeidet dabei die Gefahr, daß in großer Sendernähe die Bildröhre überlastet wird. Dazu kommt noch ein weiterer Umstand: Wie Bild 157 zeigt, entspricht bei Negativmodulation einem

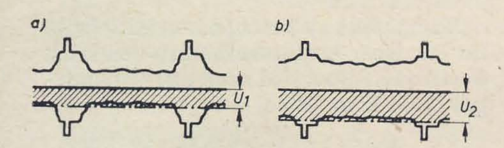


Bild 157: a) weißes Bild (kleine Gleichspannungskomponente U_1), b) schwarzes Bild (große Gleichspannungskomponente U_2)

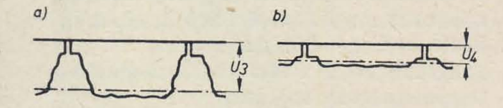


Bild 158: Zuführung einer zweiten negativen Gleichspannung zur Kompensation der Gleichspannungskomponente nach Bild 157

weißen Bild ein kleiner Gleichspannungsanteil, einem schwarzen dagegen ein wesentlich größerer. Diese Abhängigkeit ist unerwünscht und man muß nach Möglichkeiten suchen, diese verschieden großen Gleichspannungsanteile zu kompensieren. Erwünscht wäre eine Kompensationsschaltung, die, wie das Bild 158 andeutet, eine Gleichspannung mit gegenläufiger Tendenz zuzuführen gestattet, das heißt, für ein weißes Bild eine hohe, bei einem schwarzen aber eine kleine Gleichspannung zusätzlich erzeugt.

Eine mögliche Schaltung zeigt schematisch Bild 159. Im oberen Teil des Schaltbildes ist der Video-Gleichrichter (zum Beispiel eine Germaniumdiode Gl_1) und die Videoendröhre $Rö_1$ mit der Schwarzsteuerdiode Gl_2 gezeichnet. Die erwähnte Kompensationsspannung (Bild 158) ent-

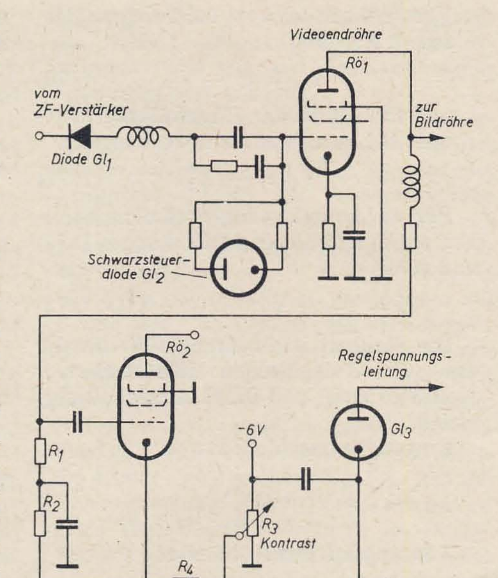


Bild 159: Schema einer automatischen Kontrastregelung

steht durch Spitzengleichrichtung am Gitter von $Rö_2$, die außerdem noch zu einer weiteren Funktion herangezogen werden kann (zum Beispiel als Impulstrennstufe). Diese Spannung ist ebenfalls vom Bildinhalt abhängig, und zwar ist sie groß für ein weißes und niedrig für ein schwarzes Bild. Damit die Kompensation einwandfrei erreicht werden kann, ist ein Herabsetzen der Ausgangsspannung der Videoendröhre mittels des Spannungsteilers R_1, R_2 erforderlich. Zu der aus diesen beiden Spannungen entstandenen, vom Bildinhalt nunmehr unabhängigen Regelspannung wird über den Kontrastregler R_3 eine negative Gleichspannung hinzugefügt, deren Größe letzten Endes den Kontrast bestimmt.

Bei kleinen Antenneneingangsspannungen darf die Verstärkungsregelung nicht wirksam sein, um auch bei Weitempfang ein hinreichend kontrastreiches Bild entstehen zu lassen. Die Regelung soll erst von der Eingangsspannung an einsetzen, die dem Bild den höchst zulässigen Kontrast zu geben vermag. Um die Regelung verzögert einsetzen zu lassen, sind weitere Schaltmaßnahmen notwendig. Durch die Widerstände R_3, R_4 fließt der Katodenstrom von $Rö_2$, wodurch an den Widerständen eine gegen das Chassis positive Spannung entsteht, die die negative Regelspannung um einen festen Betrag positiver macht. Ist nun der Kontrastregler voll aufgedreht (Vorspannung 0 V) und die Antennen-HF-Spannung sehr klein (kleine negative Regelspannung durch Gl 1 und $Rö_2$ erzeugt), dann überwiegt die positive Katodenspannung von $Rö_2$. Damit könnte insgesamt eine positive Regelspannung entstehen. Das soll aber vermieden werden, daher ist noch die Regelspannungsleitung an die negativ vorgespannte Diode Gl_3 angeschlossen. Hierdurch werden Spannungen der Regelleitung abgeleitet, die positiver als die negative Vorspannung von Gl_3 sind. Erst wenn das Eingangssignal einen bestimmten Schwellwert überschreitet, wird die Spannung auf der Regelleitung negativer als diese Diodenvorspannung. Diode Gl_3 sperrt und die Regelung setzt ein. Außer zwei ZF-Verstärkerstufen wird beim Verwenden einer Kaskodevorstufe auch noch das erste System dieser Stufe geregelt. Die Diode Gl_3 ist aus dem Grunde wichtig, weil bei sehr kleiner Eingangsspannung und gleichzeitig wirksamer Regelung das Signal-Rauschverhältnis dieser Stufe ungünstiger würde.

Neuerdings versucht man, den ZF-Verstärker mit Transistoren zu bestücken. Schwierigkeiten macht hier in erster Linie der verhältnismäßig hohe Wert der Bild-ZF; doch läßt sich heute schon voraussagen, daß in absehbarer Zeit diese Schwierigkeit überwunden sein wird. Ebenso wie bei der Röhre läßt sich beim Transistor eine Steilheitsregelung der Transistor-ZF-Stufe anwenden, indem durch Verändern des Blockpotentials der Emitterstrom beeinflußt wird. Es ergibt sich daher auch bei einem mit Transistoren bestückten ZF-Verstärker leicht die Möglichkeit, den Kontrast von Hand oder automatisch zu regeln. Wie bei der Röhre sind auch beim Transistor die für die Verstärkung maßgebenden Kenngrößen: Rückwirkung, Eingangs- und Ausgangswiderstand usw. von der Wahl des Arbeitspunktes abhängig. Der Unterschied zwischen Röhre und Transistor besteht darin, daß bei letzterem die Abhängigkeit seiner Bestimmungsgrößen von der Temperatur zu beachten ist. Aus diesem Grund ist eine hinreichende Stabilisierung des Emitterstromes unumgänglich notwendig. Es empfiehlt sich, in die Emitterleitung einen für Wechselstrom kapazitiv überbrückten Widerstand, der etwa dem Katodenwiderstand der Elektronenröhre entspricht, zu schalten. Dabei ist die Größe dieses „Emitterwiderstandes" so zu wählen, daß an ihm ein Spannungsabfall von etwa 0,2 bis 1 V entsteht. An den Block ist eine entsprechende feste Vorspannung zu legen; wird diese über einen Spannungsteiler zugeführt, so ist darauf

zu achten, daß der Spannungsteiler niederohmig im Vergleich zum Gleichstromeingangwiderstand der Schaltung ist. Auf diese Weise lassen sich die Einflüsse von Temperatur und Streuung im Emitterstrom weitgehend ausschalten. Bei einigen Typen der Transistoren ist weiterhin ein ohmscher Widerstand von etwa 2 kΩ in der Kollektorzuleitung vorteilhaft. Dieser Widerstand dient einmal zur HF-Siebung, zum anderen verhindert er aber auch eine Überlastung des Transistors.

Die Schaltung einer geregelten Transistor-ZF-Stufe zeigt Bild 160, das Vier-

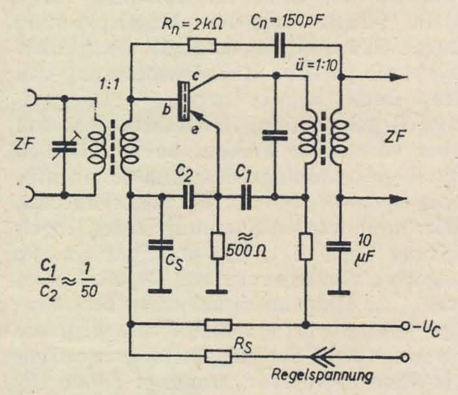


Bild 160: Stufe eines Transistor-ZF-Verstärkers

pol-Ersatzschema des Transistors in Emitterbasisschaltung Bild 161. Ebenso wie bei der Elektronenröhre ist es zweckmäßig, der Untersuchung der HF-Eigenschaften des Transistors hinsichtlich Neutralisation und Anpassung eine π-Ersatzschaltung zugrunde zu legen. Bezüglich der Elektroden bestehen zwischen Röhre und Transistor folgende Parallelen:

Röhre:		Transistor:
Katode k	entspricht	Emitter e
Gitter g	entspricht	Block b
Anode a	entspricht	Kollektor c

Für die dem Gitter der Röhre entsprechende Transistorelektrode wurde früher auch die Bezeichnung „Basis“ statt „Block“ benutzt. Da sich jedoch der Ausdruck „Basis“ zum Kennzeichnen der Schaltungsart (zum Beispiel Anodenbasisschaltung) eingebürgert hat, ver-

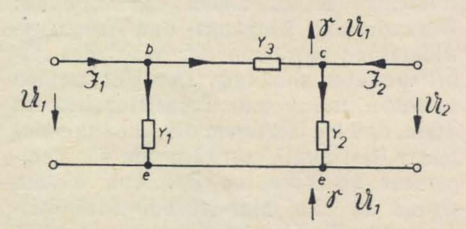


Bild 161: Vierpolersatzschaltung des Transistors in Emitterbasisschaltung

meidet man Verwechslungen, wenn man diese Transistorelektrode mit „Block“ bezeichnet.

Aus dem Vierpol-Ersatzschema im Bild 161 lassen sich nach den Kirchhoffschen Gesetzen für die Stromknoten folgende Beziehungen ableiten:

$$\mathfrak{I}_1 - Y_1 \cdot \mathfrak{U}_1 - Y_3 (\mathfrak{U}_1 - \mathfrak{U}_2) = 0.$$

Daraus folgt für den Strom

$$\mathfrak{I}_1 = + (Y_1 + Y_3) \cdot \mathfrak{U}_1 - Y_3 \cdot \mathfrak{U}_2 = Y_{11} \cdot \mathfrak{U}_1 + Y_{12} \cdot \mathfrak{U}_2; \quad (166)$$

ebenso für $\mathfrak{U}_2$ und $\mathfrak{I}_2$.

$$\mathfrak{I}_2 - Y_2 \cdot \mathfrak{U}_2 + Y_3 (\mathfrak{U}_1 - \mathfrak{U}_2) - \mathfrak{S} \cdot \mathfrak{U}_1 = 0.$$

Somit ist der Strom

$$\mathfrak{I}_2 = (\mathfrak{S} - Y_3)\, \mathfrak{U}_1 + (Y_2 + Y_3) \cdot \mathfrak{U}_2 = Y_{21} \cdot \mathfrak{U}_1 + Y_{22} \cdot \mathfrak{U}_2. \quad (167)$$

Damit ergeben sich als Kenngrößen des Vierpols:

Eingangsleitwert bei kurzgeschlossenem Ausgang

$$Y_{11} = Y_1 + Y_3, \quad (168)$$

Ausgangsleitwert bei kurzgeschlossenem Eingang

$$Y_{22} = Y_2 + Y_3, \quad (169)$$

Vorwärtskernleitwert bei kurzgeschlossenem Ausgang

$$Y_{21} = \mathfrak{S} - Y_3 \quad (170)$$

und schließlich der Rückwärtskernleitwert bei kurzgeschlossenem Eingang

$$Y_{12} = - Y_3. \quad (171)$$

Für die komplex angenommene Steilheit ergibt sich aus den Gleichungen (170) und (171)

$$\mathfrak{S} = Y_{21} + Y_3 = Y_{21} - Y_{12}. \quad (172)$$

Die Steilheit ist in ihrer Größe für die drei Grundschaltungen (Emitterbasis-, Kollektorbasis- und Blockbasisschaltung) gleich.

Eingangskurzschlußleitwert

$$Y_e = Y_{11} = \left(\frac{\mathfrak{I}_1}{\mathfrak{U}_1}\right) \mathfrak{U}_2 = 0 \quad (173)$$

Ausgangskurzschlußleitwert

$$Y_i = Y_{22} = \left(\frac{\mathfrak{I}_2}{\mathfrak{U}_2}\right) \mathfrak{U}_1 = 0$$

Rückwirkungsleitwert

$$Y_3 = - Y_{12}.$$

Im ZF-Verstärker spielt ebenso wie bei der Röhre die Rückwirkung eine wichtige Rolle, weil durch sie der ausnutzbaren Verstärkung eine Grenze gesetzt wird. Durch Neutralisierungsschaltungen läßt sich die Rückwirkung aufheben. Im Bild 160 sind R_n und C_n die für die Neutralisation bestimmten Schaltelemente. Bezeichnet man mit Y_n den aus R_n und C_n resultierenden Scheinleitwert und ist ü das Übersetzungsverhältnis des im Ausgangskreis liegenden Übertragers, so ist die tatsächliche Rückwirkung, siehe auch Gleichungen (171) und (173),

$$Y_{12} = - Y_3 + \text{ü} \cdot Y_n. \quad (174)$$

Die Rückwirkung verschwindet, wenn

$$\text{ü} \cdot Y_n = Y_3, \quad Y_n = \frac{Y_3}{\text{ü}} \quad (175)$$

gemacht wird. Da das Übersetzungsverhältnis ü in der Nähe von 1 : 10 gewählt wird, kann in den meisten Fällen für

$$Y_n = 10 \cdot Y_3 \quad (175a)$$

gesetzt werden.

Bei der Röhre hat man es mit einem rein imaginären Rückwirkungsleitwert ωc_{ga} zu tun; die Neutralisation läßt sich in diesem Fall auch durch einen rein imaginären Leitwert, zum Beispiel einen Kondensator C_n allein erzielen. Bei dem Transistor ist dagegen der Rückwirkungsleitwert Y_3 im allgemeinen komplex, somit wird auch der benötigte Neutralisationsleitwert Y_n komplex, das heißt, er muß aus einer Kombination, die aus Blind- und Wirkwiderstand besteht (C_n und R_n im Bild 160) zusammengesetzt sein. Außerdem ist eine exakte Realisierung von Y_n für alle im zu übertragenden Frequenzband vorkommenden Frequenzen nicht möglich, so daß an allen Stellen des Durchlaßbereiches eine vollständige Neutralisation nicht erzielt werden kann.

Für eine neutralisierte Stufe in Emitterbasisschaltung sind die Koeffizienten der Vierpolgleichungen (166) und (167) mit einem Korrektionsfaktor zu multiplizieren. Man kann dann diese Gleichungen in folgender Form schreiben:

$$\mathfrak{I}_1 = Y'_{11} \cdot \mathfrak{U}_1 + Y'_{12} \cdot \mathfrak{U}_2, \quad (166\text{a})$$
$$\mathfrak{I}_2 = Y'_{21} \cdot \mathfrak{U}_1 + Y'_{22} \cdot \mathfrak{U}_2. \quad (167\text{a})$$

Darin bedeuten

$$Y'_{11} = Y_1 + Y_3 + Y_n = Y_1 + Y_3\left(1 + \frac{1}{\text{ü}}\right)$$
$$Y'_{22} = Y_2 + Y_3 + Y_n \cdot \text{ü}^2 = Y_2 + Y_3 (1 + \text{ü}) \quad (176)$$
$$Y'_{21} = \mathfrak{S}$$
$$Y'_{12} = 0.$$

Der Eingangsleitwert Y_{11} und der Ausgangsleitwert Y_{22} werden je nach der Größe von ü erhöht.

Bei einem Transistor des amerikanischen Typs CK 761x betragen beispielsweise bei einer ZF von 17,2 MHz die Realteile der Scheinleitwerte Y_1, Y_2, Y_3

$$G_1 = 2 \cdot 10^{-3}\ \text{S}, \quad G_2 = 2 \cdot 10^{-6}\ \text{S}, \quad G_3 = 22 \cdot 10^{-6}\ \text{S}.$$

Nimmt man als brauchbaren Mittelwert für das Übersetzungsverhältnis den Wert ü = 1 : 10 an, so wird nach den Gleichungen (175) bzw. (175a)

$$G_n = 10 \cdot G_3 = 0{,}22 \cdot 10^{-3}\ \text{S}.$$

Bei Resonanzabstimmung am Ein- und Ausgang der ZF-Stufe verschwindet der Einfluß der Imaginärteile von Y_1, Y_2 und Y_3. Es läßt sich daher in genügender Annäherung an die tatsächlich in einer ZF-Stufe vorliegenden Verhältnisse der Eingangsleitwert der Stufe bei kurzgeschlossenem Ausgang angeben:

a) nicht neutralisiert

$$G_{11} = G_1 + G_3 = (2 + 0{,}022) \cdot 10^{-3} = 2{,}022 \cdot 10^{-3}\ \text{S}$$

nach Gleichung (168),

b) neutralisiert

$$G'_{11} = G_1 + G_3 (1 + 10) = (2 + 0{,}242) \cdot 10^{-3} = 2{,}242 \cdot 10^{-3}\ \text{S}$$

nach Gleichung (176).

Entsprechend ist der Ausgangsleitwert bei kurzgeschlossenem Eingang

a) nicht neutralisiert

$$G_{22} = G_2 + G_3 = (2 + 22) \cdot 10^{-6} = 0{,}024 \cdot 10^{-3}\ \text{S}$$

nach Gleichung (169),

b) neutralisiert

$$G'_{22} = G_2 + G_3 (1 + 0{,}1) = (2 + 24{,}2) \cdot 10^{-6} = 0{,}0262 \cdot 10^{-3}\,S$$

nach Gleichung (176).

Die Eingangs- und Ausgangsleitwerte haben sich somit durch die Neutralisation nicht merklich geändert. Das bedeutet, daß sich auch die Verstärkung in der Stufe nur unwesentlich ändern wird. Wegen der eingangsseitig für die Steuerung benötigten Leistung interessiert nur die Leistungsverstärkung der Transistorstufe.

Setzt man im Resonanzfall bei idealer Anpassung am Ausgang der Stufe

$$\mathfrak{J}_1 = (G_e + G_0) \cdot \mathfrak{U}_1 = \mathfrak{J}_0 \text{ (Kurzschlußstrom)} \quad (177)$$

und

$$\mathfrak{J}_2 = \mathfrak{S} \cdot \mathfrak{U}_1 + (G_i + G_a) \cdot \mathfrak{U}_2 = 0 \quad (178)$$

($\mathfrak{J}_2 = 0$ bedeutet, daß außer dem Ausgangsleitwert G_a kein weiterer Leitwert am Ausgang angeschlossen ist), so ergeben sich weitere Beziehungen aus Gleichung (177):

$$\mathfrak{U}_1 = \frac{\mathfrak{J}_0}{G_e + G_0} \quad (177\,a)$$

und damit die der Stufe zugeführte Leistung

$$N_e = |\mathfrak{U}_1|^2 \cdot G_e = \frac{|\mathfrak{J}_0|^2 \cdot G_e}{(G_e + G_0)^2} \quad (179)$$

Aus den Gleichungen (178) und (177a) ergibt sich ferner:

$$\mathfrak{U}_2 = -\frac{\mathfrak{S} \cdot \mathfrak{U}_1}{G_i + G_a} = -\frac{\mathfrak{S} \cdot \mathfrak{J}_0}{(G_i + G_a)(G_e + G_0)}. \quad (178\,a)$$

Die von der Stufe abgegebene Leistung ist daher

$$N_a = \mathfrak{U}_2^2 \cdot G_a = \frac{|\mathfrak{S}|^2 \cdot |\mathfrak{U}_1|^2 \cdot G_a}{(G_i + G_a)^2}. \quad (180)$$

Die Leistungsverstärkung ist das Verhältnis von abgegebener zu zugeführter Leistung und somit nach den Gleichungen (179) und (180)

$$V_N = \frac{N_a}{N_e} = \frac{|\mathfrak{S}|^2 \cdot G_a}{(G_i + G_a)^2 \cdot G_e}. \quad (181)$$

Wie überall in der Elektrotechnik wird das Maximum an Leistung abgegeben, wenn der Außenleitwert auf den inneren Leitwert des Generators — in diesem Fall des Transistors — angepaßt wird. Für $G_i = G_a$ erhält man die optimale Leistungsverstärkung.

$$V_{N,\,opt} = \frac{|\mathfrak{S}|^2}{4 \cdot G_a \cdot G_e} = \frac{|\mathfrak{S}|^2}{4 \cdot G_i \cdot G_e}. \quad (181\,a)$$

Häufig rechnet man auch mit dem Stromverstärkungsfaktor α, den man aus der Steilheit und dem Eingangskurzschlußleitwert erhält.

$$\alpha = \frac{\mathfrak{S}}{Y_e}. \quad (182)$$

Setzt man daher in Gleichung (181a) für $\mathfrak{S} = \alpha \cdot Y_e$ ein, so erhält man die neue Beziehung für die optimale Leistungsverstärkung:

$$V_{N,\,opt} = \frac{|Y_e|^2 \cdot |\alpha|^2}{4 \cdot G_i \cdot G_e} \quad (181\,b)$$

In dieser Gleichung darf Y_e nicht durch den Realteil G_e ersetzt werden, da die Steilheit stets ein komplexer Wert und somit auch das Produkt $Y_e \cdot \alpha$ komplex ist!

Die in den Gleichungen (181a) und (181b) errechneten Werte für die Leistungsverstärkung lassen sich in einem Transistor-ZF-Verstärker wegen der Dämpfungsverluste in den Kreisen nicht ganz erreichen. Bezeichnet man mit B_1 die für die Übertragung erforderliche Gesamtbandbreite des Kreises und mit

$$B_0 = \frac{f_0}{Q}$$

die Bandbreite des Kreises allein (f_0 = Bandmittenfrequenz, Q = Kreisgüte), so gilt für die optimale Leistungsverstärkung statt Gleichung (181a):

$$V_{N,\,opt} = \frac{|\mathfrak{S}|^2}{4 \cdot G_i \cdot G_e}\left(1 - \frac{B_0}{B_1}\right)^2. \quad (183)$$

Da $(1 - B_0/B_1)$ stets kleiner als eins ist, wird ähnlich wie beim Röhrenverstärker die Verstärkung mit zunehmender Bandbreite kleiner. Ist zum Beispiel die Gesamtbandbreite eines Kreises $B_1 = 5$ MHz, die Bandmittenfrequenz $f_0 = f_z - 0{,}56 \cdot B_1 = 17{,}2 - 0{,}56 \cdot 5 = 14{,}4$ MHz (bei einer ZF von 17,2 MHz) und die Kreisgüte Q = 10, so wird zunächst

$$B_0 = \frac{f_0}{Q} = \frac{14{,}4}{10} = 1{,}44 \text{ MHz}$$

und damit der Verkleinerungsfaktor in Gleichung (183)

$$\left(1 - \frac{B_0}{B_1}\right)^2 = \left(1 - \frac{1{,}44}{5}\right)^2 = 0{,}5.$$

Das entspricht einem Verlust von 50% oder angenähert 3 db.

Verwendet man Bandfilter statt Einzelkreise (Bifilarübertrager), ergibt sich zwar eine etwas höhere Durchlaßbandbreite, jedoch wird die Selektion geringer. Es ist daher empfehlenswert, den ZF-Verstärker mit Einzelkreisen als Kopplungselemente auszurüsten.

Bezüglich der Steilheitsregelung gilt im Bereich nicht zu großer Emitterströme die Beziehung

$$\mathfrak{S} \approx k \cdot i_{e,\,0}, \quad (184)$$

wobei $i_{e,\,0}$ der Gleichstrom im Arbeitspunkt und k eine Konstante ist. Es ist eine Regelung von etwa 1 : 100 je Stufe erreichbar. Ähnlich wie im Röhren-ZF-Verstärker werden in vielstufigen Verstärkern nur die ersten zwei oder drei ZF-Stufen geregelt, auf eine Regelung der letzten, vor dem Demodulator arbeitenden Stufe wird zum Vermeiden von Übersteuerungen verzichtet.

Bilddemodulator und Endstufe

An die letzte Stufe des ZF-Verstärkers ist der Bildgleichrichter angekoppelt. Man verwendet hierzu Röhrendioden (EB 41, EAA 91 oder dergleichen) und häufig auch Germaniumdioden. Im Gegensatz zum Tondemodulator in Geräten des Hörrundfunks ist der Richtwiderstand des Bildgleichrichters sehr klein (≈ 1 kΩ), da der Gleichrichterausgang die erforderliche Bandbreite haben muß. Parallel dazu liegt noch die Eingangskapazität der Diode, deren Einfluß auf den Frequenzgang notfalls kompensiert werden muß, weil der Eingangsscheinwiderstand für das gesamte Frequenzband konstant sein soll.

Da der Innenwiderstand des Gleichrichters von der Höhe der Aussteuerung abhängt und bei kleinen HF-Amplituden in der Größenordnung des Außenwiderstandes liegt, ergibt sich eine etwas gekrümmte Steuerkennlinie. Mit zunehmender Bildhelligkeit, die bei Negativmodulation abnehmender HF-Amplitude entspricht, verläuft die Steuerkennlinie flacher, das bedeutet, daß die Lichter gegenüber den Schatten etwas zusammengedrängt werden. Da umgekehrt die Braunsche Röhre bei Steuerung am Wehneltzylinder einen entgegengesetzten Verlauf der Helligkeitsverzerrung aufweist, heben sich diese gegenläufigen Verzerrungen zum größten Teil auf.

Wie Bild 162 zeigt, erfolgt die Ankopplung zwischen letzter ZF-Stufe und Bildgleichrichter durch ein zweikreisiges Bandfilter. Noch besser ist es allerdings, einen Einzelkreis mit bifilaren Spulen — wie im vorigen Abschnitt beschrieben — zu verwenden. Die beiden Wicklungen erhalten die gleichen Windungszahlen und müssen sehr fest miteinander gekoppelt sein. Aus Bild 162 erkennt man weiter, daß die Demodulation in Einweggleichrichtung erfolgt, dabei ist es gleichgültig, ob der Richtwiderstand R zwischen Sekundärwicklung des Bandfilters und Masse oder zwischen Diode und Masse geschaltet wird. Es ergeben sich in beiden Fällen allerdings unterschiedliche Polaritäten der gleichgerichteten Spannung, die positiv bei Abnahme zwischen Anodendiode und Masse und negativ bei Abnahme zwischen Diodenkatode und Masse ist.

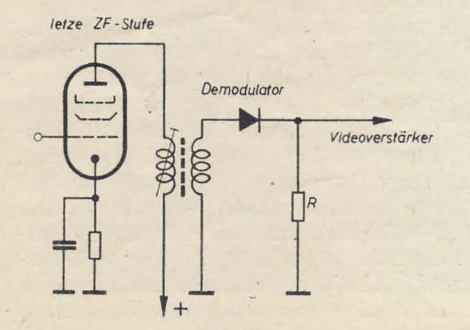


Bild 162: Bildgleichrichterstufe

Obwohl die Diode und der Richtwiderstand das Bandfilter erheblich bedämpfen, ist häufig noch eine zusätzliche Bedämpfung durch einen Parallelwiderstand erforderlich, um die gewünschte Bandbreite zu erhalten.

Zwischen Demodulator und Bildröhre ist zur vollen Aussteuerung der letzteren eine Verstärkerstufe (oder mehrere) zu schalten. Dieser Stufe entspricht beim Rundfunkempfänger die End- oder Lautsprecherröhre. Man spricht häufig in diesem Zusammenhang von einer Niederfrequenzstufe, obwohl es sich dabei um Frequenzen von 5 bis 6 MHz handelt.

Koppelt man diese Verstärkerstufe über ein RC-Glied an den Bildgleichrichter, so müßte in einer besonderen Stufe vor der Braunschen Röhre der Gleichstromwert wiedergewonnen werden. Diese Methode nennt man die „Schwarzsteuerung“. Es ist unbedingt notwendig, diesen Gleichstromwert entweder mit zu übertragen oder in der Schwarzsteuerung nachträglich wenigstens teilweise wiederherzustellen, da er die mittlere Bildhelligkeit darstellt. Die untere Frequenzbandgrenze ergibt sich durch die Forderung, daß die mittlere Bildhelligkeit mit übertragen werden muß, die praktisch beliebig langsam schwanken kann, so daß die untere Grenze tatsächlich ein Gleichstrom ist.

Bild 163 zeigt ein Schaltbeispiel für die praktische Ausführung des Demodulators und der Schwarzsteuerung. Die links im Bild gezeichnete Röhre EF 80 ist die letzte ZF-Stufe, L_1 bildet zusammen mit den Röhrenausgangs- und Schaltkapazitäten den letzten abgestimmten Kreis des ZF-Verstärkers. Es wurde angenommen, daß es sich um einen Empfänger handelt, bei dem die Auskopplung des Tonsignals nach dem Intercarrierverfahren (Zwischentonverfahren) vorgenommen wird, das heißt, Bild- und Tonsignal durchlaufen gemeinsam den ZF-Verstärker. Der 6,5-MHz-Zwischenträger für den Begleitton wird erst nach der Bildendverstärkerröhre (EL 41) an der Induktivität L_5 über den 50-pF-Kondensator abgenommen.

Die Duodiode EB 41 hat zwei Funktionen: In der Diodenstrecke 1 wird der Schwarzpegel zurückgewonnen (Schwarzsteuerung); die Diodenstrecke 2 dient zur Gleichrichtung der ZF-Spannung und erzeugt damit das Bildsynchronimpulsgemisch. Das Potential der gesamten Schaltung gegenüber dem Chassis bestimmt die Gittervorspannung — GV, die dem Netzteil entnommen wird. Diese Gittervorspannungsquelle ist mit einem (nicht gezeichneten) Elektrolytkondensator von 100 μF gegen das Chassis entkoppelt und daher niederohmig, so daß die Spannung am Punkt P als fest angenommen werden kann. Daher muß zu der an L_3/R_1 stehenden Spannung noch die dem Schwarzpegel entsprechende Gleichspannung hinzugefügt werden, was durch Gleichrichtung des ZF-Signals mit der Diodenstrecke 1 der EB 41 erfolgt. Die Schwarzpegelspannung muß von jedem Rest der Modulation gesäubert sein, und die Belastung des letzten abgestimmten Kreises im ZF-Verstärker soll so klein wie möglich bleiben, das heißt also, man muß eine Diodenstrecke mit großem inneren Widerstand und großer Zeitkonstante verwenden. Neuerdings neigt man zu der Ansicht, daß eine 100%ige Schwarzsteuerung durch vollkommene Übertragung des Gleichstromwertes des Bildsignals oder gleichwertigen Zusatz in einer Schwarzsteuerdiode im Fernsehempfänger übertrieben wirkt. Bei der Wiedergabe von Filmen mit Szenen großer Helligkeitsunterschiede ergeben sich dabei häufig unerwünschte Effekte; außerdem entstehen durch Feldstärkeschwankungen bei Weitempfang unangenehme Helligkeitsveränderungen. Das Bild mit zunehmender Feldstärke wird kontrastreicher und dunkler und bei abnehmender Feldstärke wieder heller, so daß der Helligkeitsregler unter Umständen häufig betätigt werden muß. Diese Schwierigkeiten sind zu vermeiden, wenn man die Schwarzsteuerung auf 20 bis 50% verringert. Der Helligkeitswechsel der Szenen wird dann noch ausreichend angedeutet, während die Helligkeitsschwankungen durch Feldstärkeänderungen unauffälliger bleiben.

Bei neueren Schaltungen (Nordmende) kann eine besondere Diode zur Wiedergewinnung der Gleichstromkomponente gespart werden, wenn man die Kennlinienkrümmung der Videoendröhre ausnutzt, um nach dem Prinzip der Anodengleichrichtung einen Gleichspannungswert hinzuzufügen. Bei hellem Bild steigt durch weitere Aussteuerung der Röhre der Anodenstrom im Mittel, die wirksame Spannung an der Anode sinkt, und die Bildhelligkeit auf dem Schirm nimmt zu. Besondere Schaltmittel sind hierzu nicht erforderlich. Die Videoendröhre ist über eine Kapazität an den Bildgleichrichter angeschlossen und die Bildröhre in Katodensteuerung direkt mit der Anode der Videoendröhre verbunden. Der Katodenwiderstand der Bildendröhre wird so bemessen, daß bei normaler Kontrasteinstellung eine Schwarzsteuerung von etwa 20% wirksam wird, ohne daß ungünstige Helligkeitsverzerrungen auftreten. Die Helligkeitsschwankungen bei Feldstärkeänderungen sind so gerichtet, daß bei zunehmender Feldstärke Kontrast und Helligkeit im richtigen Verhältnis größer werden.

Um die Bildröhre mit nur einer Verstärkerstufe (EL 41) auszusteuern, muß an der Katode der Duodiode eine Spannung von mindestens 2 V stehen (Wert des ZF-Signals während der Synchronisierimpulse). Das Signal erzeugt an R_1 etwa $-1{,}4$ V, so daß sich ein Schwarzpegelwert von 1,05 V ergibt. Die Diodenstrecke 1 muß jetzt eine gleich hohe Spannung mit umgekehrtem Vorzeichen liefern. Über $R_2 = 700$ kΩ entsteht eine den Spitzen der Impulse entsprechende Gleichspannung von 2,8 V. Durch den Widerstand $R_3 = 800$ kΩ und den Ladekondensator $C_1 = 60$ pF verringert sich der Gleichrichterwirkungsgrad derart, daß an R_2 tatsächlich nur 1,05 V auftreten. Wichtig ist, daß die Zeitkonstanten der Glieder R_2/C_3 und R_3/C_1 stark voneinander abweichen. Kurze Störimpulse, zum Beispiel Zündfunken von Ottomotoren, beeinflussen daher den Schwarzpegel nicht. An R_2 läßt sich keine Änderung der Spannung feststellen, wenn diese Störungen auftreten. Die Induktivität L_3 von etwa 0,1 mH hat die Aufgabe, den Einfluß der Parallelkapazität $C_4 = 10$ pF und der Schaltkapazitäten auf den Frequenzgang zu kompensieren. Eine ähnliche Funktion erfüllt L_4, die mit der Eingangskapazität c_e der Röhre EL 41 eine auf etwa 6 MHz abgestimmte Serienresonanz bildet und die in diesem Bereich bereits leicht absinkende Durchlaßkurve wieder anhebt. Der L_4 parallel liegende Widerstand von 2 kΩ bedämpft diesen Kreis, so daß beim schnellen Wechsel der Signalspannung keine störenden, den Bildinhalt unter Umständen beeinträchtigenden gedämpften Schwingungen auftreten können. Auch L_7 soll den Frequenzgang korrigieren und die hohen Bildfrequenzen anheben. Über L_6 und R_4 wird das Signalgemisch, und zwar der Bildinhalt und die Synchronisierimpulse, zu den Trennstufen geleitet, über die noch näher zu sprechen sein wird. In der Diodenstrecke 2 entsteht aus den beiden ZF-Trägern (Bild und Ton) die Differenzfrequenz von 6,5 MHz. Sie gelangt, wie bereits erwähnt, über L_5 zum Eingang des im allgemeinen zweistufigen Ton-ZF-Verstärkers. Es besteht durchaus die Möglichkeit, den Schwarzpegel und das Bildsynchronisiergemisch statt in Röhrendioden in Germaniumdioden zu erzeugen. Der Schaltungsaufbau unterscheidet sich in diesem Falle nur in unwesentlichen Punkten von dem soeben geschilderten. Vorteilhafter als die Wiedergewinnung des Gleichstromwertes durch die Schwarzsteuerung ist die Gleichstromkopplung zwischen Bildgleichrichter und Endstufe. In den Empfänger gelangen unter Umständen auch Störungen, zum Beispiel von Zündfunken der Ottomotoren. Die dadurch hervorgerufene Dunkelsteuerung der Bildröhre fällt nicht sehr auf, wenn Bildgleichrichter und darauffolgender Verstärker galvanisch gekoppelt sind. Besteht das Koppelelement jedoch aus einer RC-Kombination, so lädt sich die Kapazität während der Zeitdauer der Störung auf. Die Entladung auf den normalen Wert der Vorspannung dauert jedoch wesentlich länger als die Aufladung, so daß sich auf dem Bildschirm eine lang andauernde Helligkeitsänderung einstellt, die sehr störend wirkt.

Bild 163: Demodulator und Schwarzsteuerung in einem Industrieempfänger

Wird fortgesetzt

Literaturkritik und Bibliographie

Dr. A. Renardy

Leitfaden der Radio-Reparatur

Franzis-Verlag, München, 1955
288 Seiten, 147 Bilder, 14 Tabellen

Rundfunkempfänger sind wie alle elektrischen Geräte mehr oder weniger störungsanfällig. Wenn auch die heutige Empfängerproduktion einen beachtlichen Stand erreicht hat und kein Empfänger das Herstellerwerk verläßt, ohne vorher auf Herz und Nieren geprüft worden zu sein, so ist ein moderner AM/FM-Super mit 9/11 Kreisen doch ein kompliziertes Gerät, an dem sich im Laufe der Zeit Mängel zeigen und sei es nur durch Verschleiß von Röhren. Bedenkt man daneben die Millionen der im Gebrauch befindlichen älteren Empfänger mit ihren verschiedenartigen Schaltungen und Röhren, so ergibt eine einfache Überlegung, daß die Art der auftretenden Mängel sehr vielfältig sein kann. Zur Instandsetzung von Rundfunkgeräten gehört daher neben einer großen praktischen Erfahrung auch ein solides Wissen um die Empfängertechnik und eine systematische Fehlersuche. Einen Fehler zu ermitteln, erfordert die meiste Zeit, die eigentliche Reparatur ist dann oft schnell durchgeführt.

Dr. Renardy gibt dem Leser in seinem „Leitfaden der Radio-Reparatur" in ausgezeichneter methodischer Reihenfolge das für eine erfolgreiche, schnelle Fehlerermittlung und -beseitigung notwendige Wissen. Schon die zehn guten Ratschläge, die der Autor seinem Buch voranstellt, sollte jeder Rundfunkinstandsetzer beherzigen und danach handeln.

Das Werk ist im übrigen in große Abschnitte gegliedert, die in fortlaufend numerierte Paragraphen eingeteilt sind.

Der Abschnitt A beschäftigt sich mit der Fehlersuche und bringt die Methoden systematischer Fehlersuche (Spannungs-, Strom- und Widerstandsanalyse, Signalverfolgung und Signalzuführung). Im Abschnitt B werden häufige Fehler einzelner Empfängerstufen besprochen, und im Abschnitt C geht der Verfasser auf die Reparatur an sich näher ein.

Schon in diesen drei Abschnitten erkennt ein alter Praktiker die reiche Erfahrung Renardys auf dem Gebiete der Radioreparatur und sein gründliches Wissen um die theoretischen Zusammenhänge, die dem Leser nebenbei spielend und eindeutig in leichtverständlicher Form beigebracht werden. Die zahlreichen Schaltungsbeispiele sind sorgfältig so ausgewählt, daß selbst der Lehrling einen guten Überblick über die verschiedenartige Schaltungstechnik erhält.

Der Abschnitt D befaßt sich ausführlich mit dem Abgleich von Rundfunkempfängern, wobei auch der Abgleich des UKW-Teils gebührend besprochen wird. Dieser Abschnitt ist ebenso wie die vorangehenden Abschnitte durch die zahlreichen Winke und Hinweise, die der Verfasser einstreut, für den Leser außerordentlich nützlich. Neben dem Abgleich überkritisch gekoppelter Zweikreisbandfilter wird auch auf den Abgleich moderner Drei- und Vierkreisbandfilter eingegangen. Selbst die Empfänger mit Permeabilitätsabstimmung, über deren Abgleich kaum etwas in der Literatur zu finden ist, wurden nicht vergessen.

Im Abschnitt E wird die Schlußprüfung erläutert, mit der jede gute Reparatur zu beenden ist, und Abschnitt F gibt Hinweise für die Einrichtung der Rundfunkreparaturwerkstatt.

Eine Literaturübersicht über Funktechnik und verwandte Gebiete, 14 wichtige Tabellen und ein Stichwortverzeichnis beschließen das Buch.

Dr. Renardy — selbst Rundfunkmechanikermeister — hat hiermit einen Leitfaden der Radioreparatur geschrieben, der sich ganz ausgezeichnet als Lehrbuch für die Ausbildung von Rundfunkinstandsetzern und Rundfunkmechanikerlehrlingen eignet. Jeder Geselle und Meister dieses Berufes, selbst der Ingenieur und Diplom-Ingenieur, auch sie alle werden aus diesem Buch noch etwas lernen können und es wegen seiner übersichtlichen Gliederung gern als Nachschlagewerk benutzen. Damit das Buch gerade diesem Zweck mit Erfolg dient, hat der Autor Wiederholungen nicht gescheut. Der Nachschlagende findet daher an einer Stelle alles Wissenswerte über das, was er zur erfolgreichen Behebung eines Fehlers braucht, ohne erst lange an anderen Stellen suchen zu müssen.

Dem Gedächtnis des lernenden Lesers werden durch die Wiederholungen viele Erfahrungen der Praxis besser eingeprägt. Darüber hinaus findet der Weiterstrebende am Schluß eines jeden Paragraphen Literaturangaben, an Hand deren er sich weiterbilden kann.

Der Verlag hat den Wert des Buches erkannt und sich nicht gescheut, es in dauerhaftem Leinenband, auf erstklassigem Papier herauszubringen. Druck und Zeichnungen sind ausgezeichnet.

Sutaner

Ing. Ludwig Ratheiser

Röhren-Handbuch

Franzis-Verlag, München,
und Technischer Verlag Erb, Wien
296 Seiten, etwa 2500 Bilder, 1400 Sockelschaltungen, 275 Röhrentafeln, DIN A 4, mit Plastikringheftung

Der „Ratheiser" ist für die älteren Funktechniker ein Begriff. Kein Funktechniker, kein Ingenieur, der nicht den „Ratheiser" besaß. Auch viele Funkbastler hatten ihn in ihrem Bücherschrank.

Nun liegt nach Jahren ein neuer „Ratheiser" vor; ein stattlicher Band mit einem neuartigen Charakter. Das neue Werk vereinigt eigentlich drei Bücher in sich: eine moderne, lehrbuchartige Einführung in das Röhrengebiet von 60 Seiten, eine ausführliche Besprechung der wichtigsten Rundfunkröhren und eine Röhrentabelle mit den Daten und Sockelschaltungen von über 4000 europäischen und amerikanischen Röhren. In der Einführung werden die Grundlagen der Röhren- und Halbleitertechnik sowie die praktischen Ausführungs- und Bauformen von Elektronenröhren besprochen. Auch die Laufzeiteffekte, Geschwindigkeitssteuerung sowie die Strahlbündelung durch elektrische und magnetische Felder als Grundlage des Verständnisses der Höchstfrequenzröhren werden behandelt. Ausführlich wird auch auf die Halbleitertheorie, die Grundlage der Kristalloden und Transistoren, eingegangen. Anschließend werden die technischen Daten, die Röhrengrundschaltungen, die Arbeitskennlinien und die Aufbautechnik der Empfänger- und Verstärkerröhren erklärt. Nomogramme und Hilfskurventafeln erleichtern die Arbeit.

In dem umfangreichsten Teil des Buches mit den Beschreibungen der Röhrentypen und Tabellen werden nicht nur Rundfunkröhren, sondern auch Spezialröhren, Senderöhren, Gasgleichrichter, Selengleichrichter, Spannungsstabilisatoren, Thyratrons, Katodenstrahlröhren und Bildröhren, Fotozellen, Thermokreuze, Germaniumdioden und Transistoren behandelt. Zahlreiche Schaltbilder, Bemessungsangaben und Schaltungshinweise vermitteln dem Praktiker wertvolle Anregungen.

Das neue Röhren-Handbuch von Ratheiser ist ein wertvolles Fachbuch, neuartig in Anordnung und Aufbau, in das eine unendliche Arbeit hineingesteckt wurde. Hervorzuheben ist auch die vorzügliche drucktechnische Ausstattung des Buches.

Kunze

Rudolf Grötzsch

Richtig morsen

Ein Leitfaden für den Morseunterricht
Deutsche Radio-Bücherei, Band 61
Jakob Schneider-Verlag, Berlin-Tempelhof, 1955
9. verbesserte Auflage
80 Seiten, 27 Bilder

Wer die Morsezeichen richtig beherrschen will, muß eine gründliche und methodische Ausbildung durchlaufen. Die Morsehandschrift ist die Visitenkarte des Funkers. Die Sicherheit und Schnelligkeit einer manuellen morsetelegrafischen Übermittlung hängen im weitesten Maße von der rhythmischen, dem Funkwetter angepaßten Zeichengebung ab. Leider gibt es zur Qualifikation auf diesem Gebiete sehr wenig spezielle Morseliteratur. Es ist daher erfreulich, daß einer der besten und ältesten Funklehrer Deutschlands sein bekanntes Lehrbuch über das Morsen nach einer gründlichen dynamischen Generaldurchsicht nunmehr der Funkerwelt in seiner neunten Auflage wieder vorstellt. Ein Fachbuch, das in neun Auflagen erscheint, muß ohne Zweifel gut sein. Es sind nicht wenige internationale Funkerkräfte zu Lande, zur Luft und zur See, die der zum Standardbegriff gewordenen Grötzsch-Methode ihre gute Ausbildung und ihren Lebenserfolg zu verdanken haben.

Das Lehrbuch wurde in seiner neunten Auflage wiederum ausgezeichnet systematisch und pädagogisch aufgebaut. Bei jedem Abschnitt werden klare methodische Hinweise über die Lernvorteile und möglichen Fehlerquellen gegeben. Der Lehrstoff ist in 54 Abschnitte eingeteilt. Organisch kann von der leichten zur schweren Morsematerie übergewechselt werden. Eingestreute Zusatzübungen geben gegen häufig vorkommende Fehler guten Rückhalt. Dem Gedächtnisgeben, dem Telegrafierkrampf und seiner Vermeidung bzw. der Sicherheits- und Schnelligkeitserhöhung im Geben sind hierbei besondere Aufmerksamkeit gewidmet worden.

Das Werk ist für alle Lehrenden und Lernenden auf diesem Sondergebiete ein erstklassiges Hilfsmittel. Es wird in jeder Weise den Anforderungen bis zum Funkreifezeugnis 1. Klasse gerecht. Der neue „Grötzsch" kann daher den See-, Flug- und Landfunkdiensten nur wärmstens empfohlen werden. Das Übungsbuch ist aber, seinem Wesen entsprechend, nicht nur für die kommerziellen Dienste gedacht, sondern wird auch dem großen Kreis der Kurzwellenamateure zu einem wertvollen Helfer bei der Erlernung und exakten Erhaltung der Morsekunst sein.

Baier

Dr.-Ing. H. R. Schlegel
und Dipl.-Ing. A. Nowak

Impulstechnik, Theorie und Anwendung

Fachbuchverlag Siegfried Schütz
Hannover, 1955
623 Seiten, 645 Bilder

Das vorliegende Werk schließt im Zeitalter der Fernseh- und Radartechnik eine bisherige empfindliche Lücke in der technisch-wissenschaftlichen Literatur. Sind doch die beiden Fachgebiete selbst die wichtigsten Vertreter der angewandten Impulstechnik. Das Buch gibt erstmalig eine zusammenhängende theoretische und praktische Einführung in diese spezielle Disziplin der Elektrotechnik. Die Verfasser haben es in hervorragender Weise verstanden, dem Mittelweg zwischen einer exakt- und populärwissenschaftlichen Darstellung Ausdruck und Form zu geben. Der Praktiker kann dabei ohne Beeinträchtigung des Gesamtverständnisses alles Kleingedruckte unbedenklich überschlagen. Es ist natürlich selbstverständlich, daß bei einem solchen Fachbuch ein gewisser mathematischer Aufwand nicht zu vermeiden ist. In dem Buche wird zur besseren Erläuterung der Materie sehr viel gerechnet und auf bildliche Ergänzung Wert gelegt. Langatmige und komplizierte mathematische Erläuterungen sind jedoch im Interesse eines großen Leserkreises bewußt vermieden worden; es wird meist nur die einfache Rechenform angewendet. Das Werk enthält neben einer Einleitung über die Impulsformen, einem mathematischen Anhang und einem Literatur- bzw. Sachwörterverzeichnis zwei große Hauptteile. Der erste Teil befaßt sich theoretisch mit den Voraussetzungen und Grundelementen für die Erzeugung, Verstärkung und Auswertung elektrischer Impulse. Der zweite Hauptteil ist dagegen der praktischen Anwendung elektrischer Impulse gewidmet, wobei dem Fernsehen und der Funkmeßtechnik, als den beiden wichtigsten Anwendungsgebieten, der Vorrang gegeben wird.

Es ist ein fachtechnischer Genuß, dieses Buch zu lesen. Man ist erstaunt, wie leicht durch die geschickte Darstellungsregie die nicht immer einfache Materie zu lesen ist.

Das Fachbuch „Impulstechnik" wird allen Ingenieuren, Technikern und Studierenden der Fernmelde- und Funktechnik eine schnelle, gründliche Einarbeitung in die vorgenannten aktuellsten Anwendungsgebiete dieser Technik ermöglichen und zur Erreichung des neuesten Standes der Technik stets ein wertvoller Helfer sein.

Baier

Chronik der Nachrichtentechnik

Von Dipl.-Ing. HANS SCHULZE-MANITIUS

29. 11. 1879

Charles Ezra Scribner erhält das erste Patent auf einen Vielfachumschalter für die seinerzeit neue Telefonie.

9. 12. 1879

Die Brüder M. O. und T. A. Conolly in Philadelphia erhalten das erste deutsche Patent auf eine automatische Schaltvorrichtung für Telefonämter.

Ende 1879

In Preußen sind zwei Jahre nach Errichtung des ersten Telefonamtes bereits 788 Postämter mit Telefonbetrieb versehen.

1879

In Berlin wird die Firma Mix & Genest (im Volksmund scherzhaft auch „Mist und geht nicht" getauft) gegründet, die eine wesentliche Stellung auf dem Gebiete des Telegrafen- und Telefonapparatebaus errang.

1879

Der Physiker Hall entdeckt den sogenannten Hall-Effekt (Hallsches Phänomen), dem zufolge sich die Verteilung der elektrischen Strömung in einer leitenden dünnen Metallplatte ändert, wenn diese in ein magnetisches Feld gebracht und von magnetischen Kraftlinien durchsetzt wird [Näheres hierüber siehe RADIO UND FERNSEHEN Nr. 12 (1955) S. 361].

1880

Carl Lorenz, der bei der Firma Horn & Lorenz die Leitung übernommen hatte, da Wilhelm Horn kränklich war, nennt sich „Inhaber einer Telegrafenbauanstalt, Fabrik für elektrisches Licht, elektrische Eisenbahnen, Kunst und Industrie".

1880

Der Physiker und Radiotechniker Ferdinand Braun geht als Professor der Physik an die Universität Straßburg.

1880

Der französische Physiker Pierre Curie entdeckt die Piezoelektrizität, die Grundlage des Kristallwellenmessers. Bei seinem Experiment zeigte sich die sonderbare Erscheinung, daß sich durch die Verformung einer Quarzkristallfläche ein elektrisches Feld aufbaut. Bei einer Änderung der Richtung dieser Verformung (zum Beispiel bei einem Wechsel von Zug auf Druck und umgekehrt) änderte sich gleichzeitig das Vorzeichen der elektrischen Ladung. Durch eine periodische Änderung der Verformung bildete sich der Kristall zu einer elektrischen Wechselspannungsquelle um.

Man wußte jahrzehntelang nichts mit dieser Entdeckung anzufangen, bis man später zu der Erkenntnis kam, daß es mit Hilfe von Kristallwellenmessern möglich ist, die vorgeschriebenen Radiowellenlängen so genau einzuhalten, daß Überlagerungen nicht vorkommen können (siehe 1922).

1880

Heinrich Hertz wird Assistent am physikalischen Laboratorium von Helmholtz an der Technischen Hochschule Berlin, der italienische Physiker Augusto Righi Professor an der Universität Palermo.

1880

G. Carey beschreibt ein weiteres Schema für elektrisches Fernsehen. Er wollte das optische Bild in einer Camera obscura mit einer spiralförmig geführten Selenzelle abtasten und mit einer Entladungsröhre wiedergeben, die längs einer Spirallinie über das Bildfeld geführt wurde. Da er hierbei eine Synchronisierung der auf beiden Seiten tätigen Abtastvorrichtungen übersah, ließ sich sein Vorschlag praktisch nicht verwirklichen.

1880

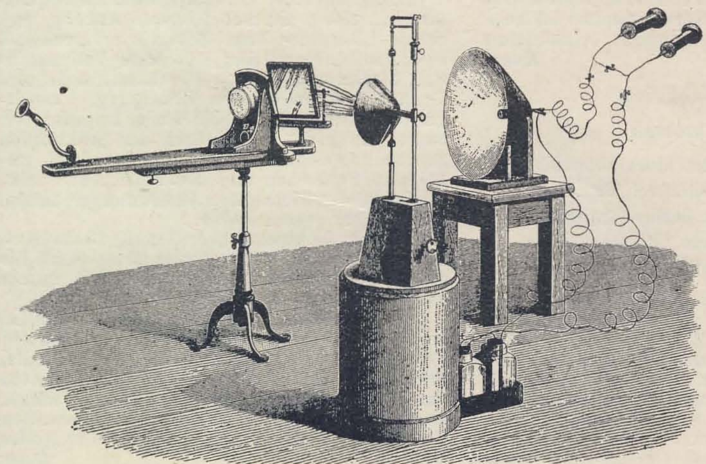
Thomas Alva Edison beobachtet, daß auch durch das luftleere und daher unter gewöhnlichen Umständen nichtleitende Innere einer brennenden Glühlampe ein elektrischer Gleichstrom vom Glühfaden (Katode) zu einer diesem gegenüber eingeschmolzenen Metallplatte (Anode) fließen kann. Diese von ihm nicht geklärte Erscheinung wurde dann 1903 von dem deutschen Physiker Arthur Wehnelt untersucht.

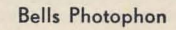
1880

Graham Bell erfindet das Photophon, einen Apparat, mit dem man ohne Verwendung einer Leitung telefonieren konnte. Hierbei wird die Eigenschaft des Selens ausgenutzt, seinen elektrischen Widerstand nach der Stärke der Beleuchtung, der es ausgesetzt wird, zu verändern.

Das Selen war bis dahin noch nicht in der Technik angewendet worden. Willoughby Smith hatte zwar versucht, für telegrafische Zwecke größere Widerstände aus Selen herzustellen, jedoch gefunden, daß diese sich vielfach veränderten und daher für diesen Zweck nicht brauchbar waren. Die Ursache dieser Änderungen ist von vielen Forschern, unter diesen auch von Werner von Siemens, untersucht worden. Dieser stellte fest, daß sich die Leitungsfähigkeit des Selens proportional der Intensität des Lichtes, unter dessen Einwirkung es steht, ändert. Siemens benutzte diese Eigenschaft zur Konstruktion eines empfindlichen „Photometers".

Wenn man in den Kreis einer Batterie eine Selenplatte und ein Telefon einschaltete und die Selenplatte in schneller Folge abwechselnd der Einwirkung des Lichtes aussetzte, so nahm der Widerstand bei jeder Verstärkung des Lichtes ab, während er bei Verdunkelung anwuchs. Die Stromstärke im Kreise änderte sich umgekehrt wie der Widerstand, und bei jeder Änderung der Stromstärke entstand im Telefon ein Geräusch. Um die Lichtintensität in einer den Schallwellen entsprechenden Weise verändern zu können, brachte Bell in einem Kasten (siehe Bild) zwei mit einem schmalen Schlitz versehene undurchsichtige Scheiben an. Die eine Scheibe stand fest, die andere hing an einer in Schwingung zu versetzenden Membrane. Im Ruhezustand gestatteten die Schlitze den von einer starken Lichtquelle ausgehenden Strahlen (zum Beispiel einer elektrischen Lampe), nachdem diese durch einen Hohlspiegel und eine Linse parallel gerichtet worden waren, den Durchgang zu dem auf der fernen Station befindlichen Hohlspiegel, in dessen Brennpunkt sich das Selenstück befand. Sprach man gegen die Membrane, so geriet die eine Scheibe mit in Schwingungen, wodurch sich die Stellung der Schlitze zueinander fortwährend veränderte und entsprechend bald mehr, bald weniger Licht zu der entfernten Station gelangte. Die Selenplatte vermehrte oder verminderte ihren Widerstand genau entsprechend den Schwankungen der ankommenden Lichtstrahlen, und es entstanden im Batteriekreis ondulatorische Ströme, die im Telefon Schallwellen erzeugten. — Bei dem ersten gelungenen Versuch betrug die Entfernung der Selenplatte von der Membrane 213 m.





Bells Photophon

1880

M. Le Blanc beschreibt in einer Veröffentlichung über seine theoretischen Untersuchungen zur Lösung des Fernsehproblems einen Bildgeber und einen Bildschreiber, die mit oszillierenden Spiegeln arbeiten sollten, die an zwei Federn mit zueinander senkrechten Schwingungsebenen befestigt waren. Entsprach das Verhältnis der Schwingungszahlen der Federn dem Verhältnis von Zeilenhöhe zur Zeilenlänge, so wurde ein auf den Spiegel fallender Lichtstrahl rasterförmig über das lichtempfindliche Organ oder über den Bildschirm geführt. Um das Licht in Stromimpulse zu verwandeln, schlug er verschiedene Verfahren vor, darunter sogar die Ausnutzung des Druckes (!) der Strahlen. Eine mechanische, durch eine Magnetspule gesteuerte Blende sollte erstmalig als Lichtrelais dienen. Er befaßte sich sogar bereits mit der Übertragung von Bildern in natürlichen Farben, wobei er das vom Zerlegerspiegel kommende Licht jedes Bildpunktes auf der Geberseite durch ein Prisma in ein Spektrum zerlegen wollte. In den dabei entstehenden einzelnen Spektralbereichen wollte er einzelne Selenzellen anordnen, die durch je einen Übertragungskanal mit ebenso vielen elektromechanischen Lichtventilen beim Bildschreiber verbunden werden sollten, wobei diese Steuerorgane von dem ebenfalls spektral zerlegten Licht einer konstanten Lichtquelle entsprechend der Beleuchtung der Selenzellen einen mehr oder weniger starken Lichtstrom der zugehörigen Farbe durchlassen sollten. Das durchgelassene Licht aller dieser Spektralfarben wurde dann durch eine Sammellinse wieder in einem Punkt vereinigt, der bezüglich seiner Farbe und Helligkeit dem Bildpunkt auf der Geberseite völlig entsprechen und mit Hilfe eines oszillierenden Spiegels auf den Bildschirm projiziert werden sollte. Dieses von Le Blanc angegebene Rasterverfahren wurde bis 1925 in der Fernsehtechnik angewendet.

1880

Um dieses Jahr erschienen auch im „Lumière Electrique" und im „Scientific American" Notizen über Fernseharbeiten von Shaw und Baldwin, Hicks, Bell, Conelly und Mac Tighe, doch ist über diese nichts Näheres bekannt.

1880

Das englische Witzblatt „Punch" veröffentlicht ein Witzbild über das Fernsehen. Dieses Witzbild veranlaßte die Professoren W. E. Ayrton und J. Perry zu systematischen Untersuchungen und zu einer Veröffentlichung, in der sie den Erfinderansprüchen G. Bells entgegentraten und den Nachweis zu führen versuchten, daß die technischen Hilfsmittel zu einem „Sehen durch Telegrafie" nicht neu seien. Sie schlugen ihrerseits ein Fernsehsystem vor, bei dem auf der Geberseite eine Selenzellenrastertafel verwendet werden sollte, deren einzelne Elemente durch je eine Leitung und Erde mit ebenso vielen Nadelgalvanometern auf der Wiedergabeseite verbunden werden sollten. Jede Magnetnadel sollte den in einer ihr zugeordneten Zelle der Wiedergabetafel eintretenden konstanten Lichtstrom steuern und so das Bild eines entfernten Gegenstandes „als Mosaik durch Elektrizität" übertragen. Sie wollten auch die 1875 von Kerr entdeckte Drehung der Polarisationsebene bei der Reflexion polarisierten Lichtes an verspiegelten Polflächen von Elektromagnetspulen für die optische Wiedergabe von Bildpunktsignalen ausnutzen, sie erkannten jedoch, wie auch viele andere Erfinder, nicht, daß diese physikalische Wirkung nur bei Strömen auftritt, die um mehrere Größenordnungen stärker als die auch von den besten Selenzellen gelieferten sind.

RADIO UND FERNSEHEN

HALBMONATSZEITSCHRIFT

FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK

UND ELEKTRONIK

1955

4. Jahrgang



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

INHALTSVERZEICHNIS

Heft 1	Seiten 1 bis 32	Heft 13	Seiten 383 bis 414
Heft 2	Seiten 33 bis 64	Heft 14	Seiten 415 bis 446
Heft 3	Seiten 65 bis 96	Heft 15	Seiten 447 bis 478
Heft 4	Seiten 97 bis 126	Heft 16	Seiten 479 bis 510
Heft 5	Seiten 127 bis 158	Heft 17	Seiten 511 bis 542
Heft 6	Seiten 159 bis 190	Heft 18	Seiten 543 bis 574
Heft 7	Seiten 191 bis 222	Heft 19	Seiten 575 bis 606
Heft 8	Seiten 223 bis 254	Heft 20	Seiten 607 bis 638
Heft 9	Seiten 255 bis 286	Heft 21	Seiten 639 bis 670
Heft 10	Seiten 287 bis 318	Heft 22	Seiten 671 bis 702
Heft 11	Seiten 319 bis 350	Heft 23	Seiten 703 bis 734
Heft 12	Seiten 351 bis 382	Heft 24	Seiten 735 bis 766

AUTORENVERZEICHNIS

III/18/36 Liz.-Nr. 4102 18 000 12/55